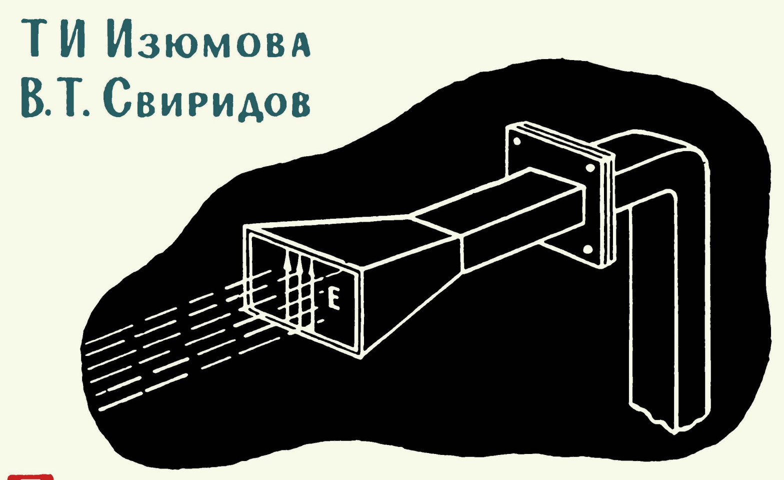
Т И Изюмова
В. Т. Свиридов



Полые и ленточные радиоволноводы



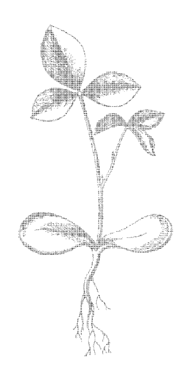
ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 379

Т. И. ИЗЮМОВА и В. Т. СВИРИДОВ

ПОЛЫЕ И ЛЕНТОЧНЫЕ РАДИОВОЛНОВОДЫ



Scan AAW



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1960 ЛЕНИНГРАД

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:
Берг А. И., Бурдейный Ф. И., Бурлянд В. А., Ванеев В. И., Гениушта Е. Н., Джигит И. С., Канаева А. М., Кренкель Э. Т., Куликовский А. А., Смирнов А. Д., Тарасов Ф. И., Шамшур В. И.

В брошюре кратко изложены вопросы истории развития линий передачи СВЧ, приведены конструктивные параметры волноводных линий и указаны области их применения. Особое место отведено вопросам расчета и конструирования ленточных (полосковых) радиоволноводов и использования их в узлах и деталях радиолюбительской и промышленной аппаратуры УКВ диапазона.

Брошюра рассчитана на подготовленного радиолюбителя.

Изюмова Тамара Ивановна и Свиридов Владимир Тимофеевич

ПОЛЫЕ И ЛЕНТОЧНЫЕ РАДИОВОЛНОВОДЫ

* * *

Редактор *В. А. Кузнецов* Техн. редактор *Г. Е. Ларионов*

Сдано в пр-во 15/VI 1960 г. Подписано к печати 3/IX 1960 г.
Формат бумаги $84 \times 108^{1}/_{32}$ 4,92 п. л. 5,5 уч.-изд. л.
Т-11635 Тираж 32 000 Зак. 2322
Цена 2 р. 20 к. (с 1 января 1961 г. цена 22 коп.)

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

СОДЕРЖАНИЕ

Для заметок

ВВЕДЕНИЕ

В истории развития радиоэлектроники четко выражена тенденция к укорочению длины волны. Это можно проследить на примере радиолокации, где за последние 15—20 лет перешли от применения метровых и дециметровых волн к сантиметровым, а иногда и к миллиметровым волнам. Стремление к укорочению длины волны можно обнаружить и в развитии всех видов связи. Достаточно сказать, что на сантиметровых волнах возможна одновременная передача сотен и тысяч телефонных разговоров или нескольких телевизионных программ. Применение миллиметровых волн в волноводных линиях связи сулит поистине неисчерпаемые возможности.

Ультракороткие волны (УКВ) подразделяются на метровые (10—1 *м*), дециметровые (10—1 *дм*), сантиметровые (10—1 *см*) и миллиметровые (10—1 *мм*) волны. Радиоволны короче 1 *мм* называются субмиллиметровыми. Диапазону УКВ соответствуют частоты 30 *Мгц* — 3 000 *Ггц*. Напомним, что 1 *Ггц* (гигагерц) равен 1 000 *Мгц*, или 10^9 *гц*.

Диапазону сверхвысоких частот (СВЧ) соответствуют частоты выше 1 *Ггц* (длина волны короче 30 *см*). Длинноволновая граница СВЧ диапазона весьма условна. Однако именно на волнах, близких к 30 *см*, происходит разделение между многими представлениями, относящимися к радиотехнике «низких» и сверхвысоких частот. Например, на СВЧ приходится отказаться от таких привычных для радиолюбителя понятий, как сосредоточенная емкость в виде конденсатора и индуктивность в виде катушки, и необходимо привыкнуть к контурам в виде объемного резонатора, к новым типам генераторных и усилительных ламп и т. п.

Существенные особенности в диапазоне СВЧ имеют линии передачи. Нельзя сказать, конечно, что на волне длиной более 30 *см* неприменимы, например, волноводы. Однако на волне порядка 60 *см* волновод должен иметь слишком громоздкие для практики размеры (45×23 *см*),

а на волне длиной 15 *см* обычный радиотехнический контур будет иметь столь большие потери энергии на излучение, что он будет скорее антенной, чем резонансным элементом.

В общем смысле к широкому классу радиоволноводов можно отнести самые различные виды устройств, вдоль которых могут распространяться электромагнитные волны (рис. 1). Это и открытые двухпроводные линии (рис. 1,*а*), и коаксиальные кабели (рис. 1,*б*), и полые металлические трубы различного сечения (рис. 1,*в*). К радиоволноводам относятся и диэлектрические волноводы (рис. 1,*г*), представляющие собой стержень из диэлектрика с большой диэлектрической проницаемостью, а также так называемые ленточные (полосковые) симметричные или несимметричные линии (рис. 1,*д*).

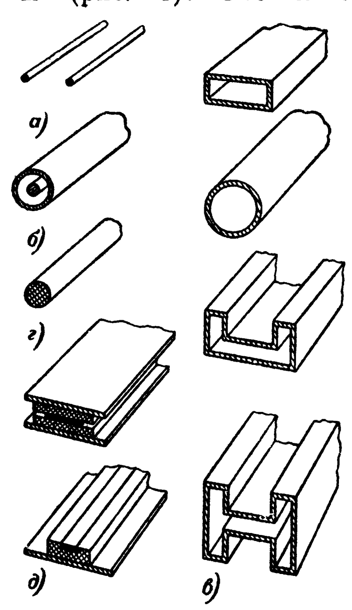


Рис. 1. Виды радиоволноводов.
а — открытая двухпроводная линия; *б* — коаксиальная линия; *в* — волноводы различных поперечных сечений; *г* — диэлектрический волновод, *д* — ленточные линии.

Применение коаксиальных и открытых двухпроводных линий на СВЧ встречает ряд ограничений. Дело в том, что с укорочением длины волны расстояние между проводниками двухпроводной линии приходится уменьшать с целью уменьшения потерь энергии на излучение. При этом увеличивается опасность электрического пробоя при передаче по линии больших мощностей. Поэтому на дециметровых волнах неэкранированная симметричная двухпроводная линия непригодна; ее применяют обычно на волнах длиннее 2—5 *м*.

Коаксиальный кабель, являясь экранированной линией, более пригоден для СВЧ. Однако и здесь с увеличением частоты увеличиваются потери в металлических проводниках (особенно во внутреннем) и диэлектрике, который необходим для крепления внутренней жилы кабеля. Кроме того, при укорочении длины волны здесь, как и в двухпро-

водной линии, приходится уменьшать расстояние между внутренним проводником и внешней жилой кабеля, что приводит к ограничению уровня передаваемой мощности. Поэтому коаксиальные кабели редко применяются на волнах короче 8—10 *см*. Иногда при малой передаваемой мощности и небольшой длине линии коаксиальные кабели находят применение и на волнах порядка 3 *см*.

Еще в конце XIX в. английский физик Релей доказал возможность передачи электромагнитной энергии внутри полых металлических труб. Он математически показал, что в них могут распространяться различные типы волн, и обнаружил, что существует предельная, так называемая критическая длина волны; в волноводе заданных размеров и формы электромагнитная волна распространяться не может, если ее длина больше критической.

Однако до 30-х годов нашего столетия не было серьезных попыток проверить теоретические выводы Релея. И только после того, как были достигнуты успехи в генерировании электромагнитных колебаний сантиметрового диапазона, оказалось возможным и целесообразным применить волноводы на практике. Особенно широко волноводы стали применяться в последние 15 лет, когда они стали неотъемлемыми элементами приемных, передающих и антенных устройств сантиметрового и миллиметрового диапазонов.

Волноводы обладают рядом преимуществ по сравнению с коаксиальными и двухпроводными линиями. Для них характерны простота и жесткость конструкции. Все поле волновода заключено внутри него, поэтому в нем нет потерь энергии на излучение, как в открытой двухпроводной линии. Отсутствуют также потери в диэлектрике, так как в волноводе нет внутреннего проводника. По этой же причине пробивная прочность волновода больше. Наконец, потери в стенках волновода также меньше по сравнению с коаксиальным кабелем, в котором вдоль внутреннего проводника протекает ток большой плотности.

Несмотря на отмеченные преимущества, с укорочением длины волны начинают проявляться и недостатки волноводов. Вследствие уменьшения размеров понижается пробивная прочность, что обусловливает ограничение величины передаваемой мощности. Происходит увеличение потерь в стенках волновода, так как из-за поверхностного эффекта токи текут в очень тонком поверхностном слое металла, сопротивление которого возрастает. Наконец, в ряде слу-

чаев полосы частот, занимаемой сигналами, пропускаемыми по волноводу, недостаточно. Для полного перекрытия по частоте в сантиметровом и миллиметровом диапазонах приходится делать несколько волноводов стандартных сечений, снабжая каждый из них комплектом измерительной аппаратуры.

В последние годы был предложен и разрабатывается новый тип передающих линий — так называемые ленточные или полосковые линии. Как показано на рис. 1,*д*, они состоят из металлических лент, пространство между которыми может быть заполнено твердым диэлектриком или воздухом. Хотя ленточные волноводы нельзя назвать полностью экранированными, излучение из них невелико. Эти линии более широкополосны, чем волноводы, имеют меньшие габариты и очень просты в изготовлении. Достаточно сказать, что их можно изготовить, имея металлическую фольгу, листовой диэлектрик, ножницы и клей. В промышленности для изготовления целых узлов и схем на ленточных линиях можно использовать хорошо разработанную технологию изготовления печатных схем.

Существенным недостатком ленточных линий является невозможность передачи по ним больших мощностей. Однако в миллиметровом диапазоне полосковые волноводы с диэлектрическим заполнением по сравнению с полыми волноводами допускают пропускание большей мощности в импульсе.

Если обычным волноводам посвящено много книг, брошюр и статей, в том числе популярных, то литература на русском языке по ленточным линиям пока еще чрезвычайно бедна. Поэтому в данной брошюре значительное место будет уделено полосковым линиям. При рассмотрении же обычных волноводов основное внимание будет обращено на физику явлений и некоторые конкретные примеры их практического использования.

Для понимания процессов, происходящих в волноводах, необходимо напомнить физическую картину распространения электромагнитных волн, а также указать основные параметры, которыми характеризуется волновое движение.

Изменение электрического поля в какой-либо точке пространства всегда сопровождается появлением переменного магнитного поля, и наоборот. Оба поля существуют одновременно и совместно и образуют единое электромагнитное поле. Изменения электрического и магнитного полей в распространяющейся в свободном пространстве элек-

тромагнитной волне вдали от источника излучения совпадают по фазе, т. е. нарастанию одного поля соответствует нарастание другого и максимума амплитуд они достигают одновременно. Кроме того, силовые линии электрического и магнитного полей в такой волне взаимно-перпендикулярны в пространстве. Магнитные силовые линии всегда являются замкнутыми кривыми линиями, а электрические силовые линии или идут от заряда одного знака к заряду другого знака, или также являются замкнутыми линиями.

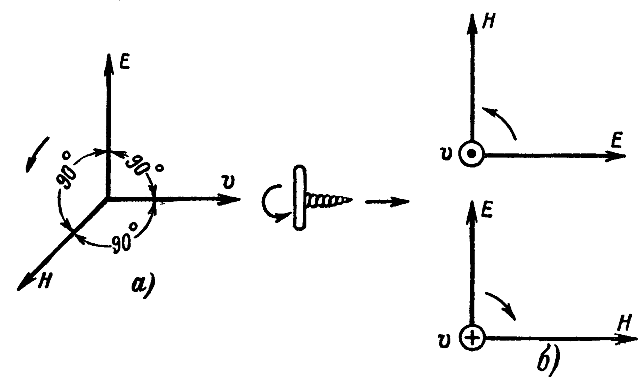


Рис. 2. Обозначения напряженности электрического и магнитного полей и скорости движения электромагнитной волны.

Если в какой-то точке пространства возникли электромагнитные колебания, то электромагнитное поле будет перемещаться от этой точки в направлении нормали к поверхности, в которой расположены линии электрического и магнитного полей.

Движущееся электромагнитное поле и образует электромагнитную волну. Сила, с которой поле действует на электрические заряды, характеризуется величиной, называемой **напряженностью электрического поля**. Напряженность поля является **вектором**, т. е. направленной величиной, которая имеет не только числовое значение, но и определенное направление.

Относительное расположение в пространстве векторов напряженности электрического поля E и магнитного поля H и скорости движения электромагнитной волны v определяются правилом буравчика (рис. 2,*а*). Если вращать буравчик по кратчайшему расстоянию от E к H, то поступательное его движение совпадет с направлением распро-

странения энергии. Такая электромагнитная волна называется плоской поперечной. Ее принято обозначать тремя буквами: ТЕМ (буква Т является начальной буквой английского слова transverse, переводимого на русский язык словом поперечный). Волны типа ТЕМ распространяются по открытой двухпроводной и коаксиальной линиям, а также в свободном пространстве вдали от источника излучения. На рис. 2 показаны два способа обозначения полей на чертежах. В первом случае направления E, H и v совмещаются с осями координат прямоугольной системы (рис. 2,*а*). Во втором случае (рис. 2,*б*) только два из трех векторов лежат в плоскости рисунка, а направление третьего указывается или точкой (вектор направлен перпендикулярно плоскости чертежа к наблюдателю), или крестиком (вектор направлен от наблюдателя).

Скорость распространения электромагнитной волны в свободном пространстве v равна скорости света $c=3\times\times10^8$ *м/сек*, а в какой-либо среде

$$v=\frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu}},$$

где ε и μ — диэлектрическая и магнитная проницаемости среды.

Если на пути распространения электромагнитной волны встречаются среды с различными свойствами, то на границе раздела этих сред напряженности электрического и магнитного полей должны удовлетворять так называемым граничным условиям. В частности, на границе воздуха с металлом электрическое поле всегда перпендикулярно, а магнитное поле параллельно металлической поверхности.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ВОЛНОВОДЫ ПРЯМОУГОЛЬНОГО И КРУГЛОГО СЕЧЕНИЙ

1. ПОЛЯ И ВОЛНЫ В ВОЛНОВОДАХ

Распространение электромагнитных волн, классификация типов волн. Поперечная электромагнитная волна в волноводе распространяться не может. В волноводе нет внутреннего проводника, и замкнутые магнитные силовые линии, лежащие в плоскости поперечного сечения волновода, должны охватывать продольное электрическое поле. Но в поперечной волне продольного электрического поля нет. Если же электрическое поле поперечно, то оно должно охватываться силовыми линиями магнитного поля, расположенными в продольной плоскости. Однако в поперечной электромагнитной волне ТЕМ отсутствует продольная составляющая магнитного поля. Поэтому в волноводах распространяются другие типы волн, имеющие отличную от волны ТЕМ структуру электрического и магнитного полей.

Все типы волн, которые способны распространяться в волноводе, могут быть разделены на две большие группы. К первой группе относятся поперечноэлектрические (ТЕ) волны, или, как их иначе называют, Н-волны, у которых вектор E расположен в поперечной плоскости волновода, а вектор напряженности магнитного поля H наряду с поперечными имеет и продольную составляющую. Другую группу составляют поперечномагнитные (ТМ) волны, или, как их иначе называют, Е-волны, у которых вектор H расположен в поперечной плоскости, а вектор напряженности электрического поля E, кроме поперечных, имеет еще и продольную составляющую.

Любой тип волны в волноводе может быть представлен комбинацией нескольких, а в простейшем случае — двух

ТЕМ-волн, каждая из которых распространяется под некоторым углом α к продольной оси волновода, попеременно отражаясь от противоположных его стенок.

Посмотрим сначала, что происходит с ТЕМ-волной при отражении ее от металлической плоскости, т. е. от какой-либо одной стенки волновода. Обратимся к рис. 3, где показаны пути распространения двух ТЕМ-волн: падающей на плоскость и отраженной от нее. Это поможет объяснить распространение в волноводе наиболее широко используемой на практике волны Н.

Векторы H и v расположены в плоскости чертежа, а вектор E перпендикулярен ей. При таком расположении

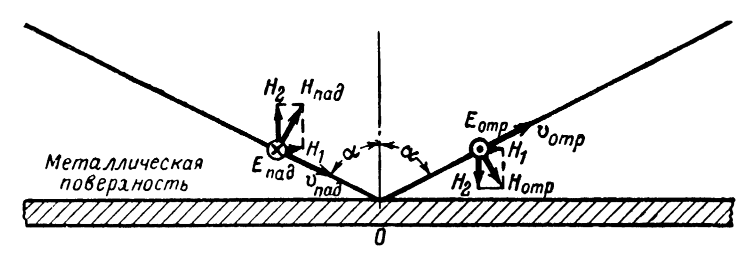


Рис. 3. Отражение плоской электромагнитной волны от металлической поверхности.

вектор напряженности электрического поля E лежит в поперечной плоскости по отношению к плоскости чертежа, а вектор H имеет как продольную составляющую H_1, так и поперечную H_2.

Что же происходит при отражении ТЕМ-волны от металлической поверхности при наклонном падении на нее? Для ясности векторы падающей и отраженной волн в точке отражения O изображены на рис. 3 на некотором удалении от нее.

Физически процесс отражения электромагнитной волны от металлической поверхности заключается в том, что, достигая металла, падающая электромагнитная волна возбуждает в его поверхностном слое быстропеременные электрические токи, которые в свою очередь, как токи в передающей антенне, являются источником излучаемых электромагнитных волн. Последние и являются отраженными волнами. Отраженные волны излучаются в строго определенном направлении, причем угол падения (α) ра-

вен углу отражения (α). При этом выполняются граничные условия.

При дальнейшем рассмотрении процесса отражения будем пренебрегать потерями высокочастотной энергии, расходуемой на нагрев металла токами, возбужденными падающей волной. Эти потери обычно невелики. Другими словами, вместо металла будем рассматривать идеально проводящую поверхность, т. е. будем считать, что сопротивление отражающей поверхности равно нулю. Следовательно, при прохождении по такой поверхности тока падение напряжения равно нулю (потенциалы всех точек проводника одинаковы). А так как электрические силовые линии всегда соединяют точки с разными потенциалами, то *тангенциальная составляющая электрического поля, параллельная границе раздела металла и диэлектрика* (воздуха), *должна быть равна нулю*. Это — первое граничное условие.

Подобными рассуждениями можно показать, что *напряженность магнитного поля на границе с идеально проводящей поверхностью должна быть параллельна ей.* Это — второе граничное условие.

Вернемся к рис. 3. На границе с металлом напряженность электрического поля равна нулю. Поэтому $E_{\text{пад}} = -E_{\text{отр}}$. Знак минус означает, что векторы $E_{\text{пад}}$ и $E_{\text{отр}}$ направлены в разные стороны.

Перпендикулярная металлу составляющая напряженности магнитного поля также равна нулю, так как в падающей и отраженной волнах составляющие H_2 равны по величине и направлены в противоположные стороны. Зато продольная составляющая магнитного поля максимальна и равна $2H_1$.

Значения электрического и магнитного полей в любой точке вне поверхности идеального проводника будут определяться как падающей, так и отраженной волнами, достигшими этой точки. В результате при сложении этих двух волн в различных точках плоскости чертежа получается различная величина электрического и магнитного полей (рис. 4). Амплитуда электрического поля при удалении от поверхности отражения постепенно увеличивается, пока не достигнет максимальной величины, потом снова уменьшается до нуля, меняет направление и снова увеличивается до максимума и т. д. Магнитные силовые линии образуют замкнутые ячейки. Перпендикуляр-

ная металлу составляющая магнитного поля максимальна там, где достигает максимума и электрическое поле. Продольная составляющая напряженности магнитного поля достигает максимальной величины в тех точках, где электрическое поле равно нулю.

Если теперь мы расположим металлическую поверхность, например, в первой от границы отражения плоскости нулевого электрического поля (по линии *АБ* на рис. 4), то распределение полей при этом не нарушится. Получается прямоугольный волновод, для которого $a = \frac{\lambda}{2 \cos \alpha}$. Другие две стенки волновода, параллельные плоскости

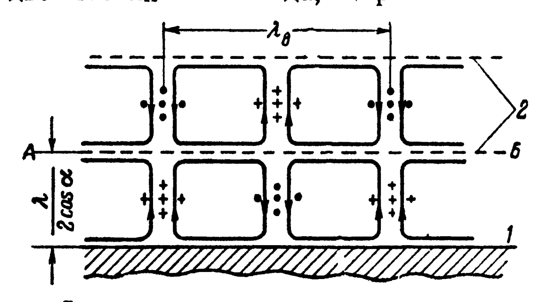


Рис. 4. Картина электромагнитного поля при отражении плоской волны от металлической поверхности.

1—металлическая поверхность; *2*—плоскости нулевого электрического поля.

чертежа, можно разместить на любом расстоянии *b*, меньшем $\lambda/2$. Граничные условия при этом не нарушатся.

Таким образом, при ориентировке электрического и магнитного полей плоской волны, как показано на рис. 3, в волноводе может распространяться волна типа Н (ТЕ), образующаяся за счет сложения плоских волн, распространяющихся под углом к стенкам волновода и многократно от них отражающихся.

Аналогичное рассмотрение можно провести и для другого случая, когда электрическое поле расположено в плоскости наклонного падения ТЕМ-волны на отражающую поверхность, а напряженность магнитного поля перпендикулярна ей (на рис. 3 для этого случая векторы *E* и *H* надо поменять местами). Сложение падающей и отраженной волн приводит здесь к появлению Е (ТМ)-волны, распространяющейся вдоль поверхности отражения.

В волноводах круглого сечения тоже могут распространяться электромагнитные волны, причем физическая картина процесса распространения та же, что и для прямоугольного волновода.

Типов магнитных Н-волн и электрических Е-волн, отличающихся друг от друга количеством отдельных простейших ячеек поля, которые укладываются вдоль большей или меньшей сторон поперечного сечения прямоугольного волновода, может быть бесчисленное множество. Действительно, в рассмотренном случае магнитной волны (см. рис. 4) вторую стенку волновода можно было бы расположить на различных расстояниях от металлической поверхности. Нужно только, чтобы

$$a \cos \alpha = \frac{\lambda}{2} k,$$

где k — любое целое число: 1, 2, 3 и т. д.

Иными словами, вдоль широкой стенки волновода может быть расположено любое число ячеек поля. То же самое можно в общем случае сказать и об узкой стенке волновода. Поэтому для классификации волн у буквы, обозначающей тип волны, ставится двойной цифровой индекс (E_{mn} и H_{mn}). Эти цифры указывают на количество полупериодов поля, располагающихся вдоль широкой (m) и узкой (n) стенок волновода. Например, простейшая магнитная волна обозначается H_{10} или TE_{10}. В такой волне вдоль широкой стенки волновода расположена одна ячейка поля (поле в поперечном сечении имеет один максимум), а вдоль узкой стенки поле не меняется.

В волноводе круглого сечения также могут распространяться волны различных типов. Обозначение их соответствует обозначению волн, существующих в прямоугольном волноводе, т. е. E_{mn} или H_{mn}. Однако индексы m и n здесь имеют другой смысл: m указывает на число периодов изменения интенсивности полей вдоль окружности, а n — на число максимумов поля в направлении радиуса волновода. Для некоторых типов волн в круглом волноводе из-за сложности структуры полей вдоль радиуса может укладываться нецелое число полуволн. В этом случае производят округление до ближайшего целого числа.

Какой тип волны будет существовать в том или ином волноводе, зависит от многих причин (от формы поперечного сечения волновода и его размеров, рабочей длины волны и способа возбуждения волн в волноводе).

Структура полей некоторых типов волн в прямоугольных волноводах. Картина электрического и магнитного полей в какой-то момент времени для волны H_{10} приведена на рис. 5. Здесь же показаны и токи, текущие в стенках волновода. Магнитные силовые линии изображены штриховыми, а электрические — сплошными линиями. Чем гуще расположены силовые линии, тем больше напряженность поля в данной точке. Такой, хотя и грубый, способ изображения величины полей дает возможность выяснить их основные свойства и особенности. Так, например, по группировке силовых линий электрического поля можно установить, что напряженность электрического поля равна нулю у боковых (узких) стенок и максимальна в средней части волновода (середина широкой стенки). В поперечном сечении, таким образом, «укладывается» одна полуволна электрического поля вдоль широкой стенки, а вдоль узкой стенки электрическое поле не меняется.

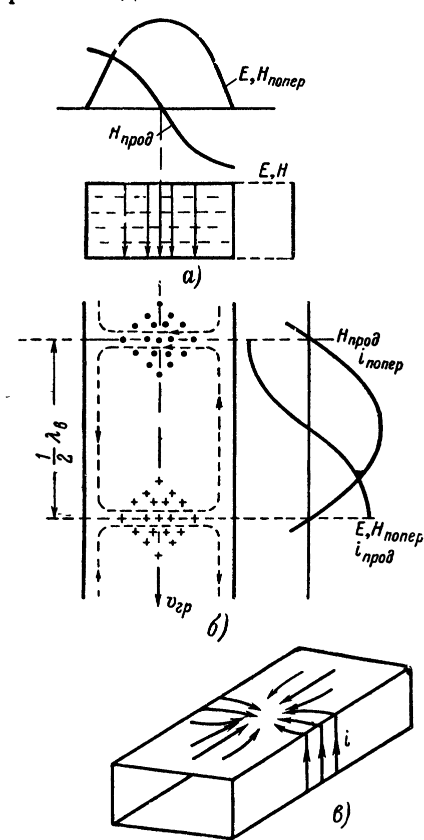


Рис. 5. Картина полей в прямоугольном волноводе при распространении волны H_{10}.

а — в поперечном сечении волновода; *б* — вдоль продольной оси волновода; *в* — картина линий поверхностных токов на внутренних стенках волновода.

Для магнитного поля получается более сложная картина, так как имеются поперечная и продольная составляющие магнитного поля. Характер распределения интенсивности поперечного магнитного поля совпадает с распределением интенсивности электрического поля вдоль широкой и узкой стенок волновода. Продольное магнитное поле,

наоборот, равно нулю в средней части и максимально у узких стенок волновода.

Вдоль продольной оси волновода продольное и поперечное магнитные поля сдвинуты по фазе друг относительно друга на четверть длины волны: амплитуда продольного магнитного поля максимальна там, где поперечное равно нулю. Закон распределения амплитуд электрического поля вдоль оси волновода совпадает с изменением поперечного магнитного поля.

Электромагнитная волна в волноводе распространяется вдоль его оси. Если на конце волновода нет отражений, т. е. вся высокочастотная мощность, переносимая волной, поглощается в нагрузке, то, как и в обычных длинных линиях (открытой двухпроводной или коаксиальной), в волноводе будет существовать режим бегущей волны. Этот режим является наиболее желательным при передаче энергии по волноводу.

При частичном отражении от нагрузки к. п. д. линии передачи уменьшается и не вся поступающая в волновод мощность может быть полезно использована. Дело в том, что при образовании стоячей волны в отдельных участках волновода образуются пучности тока, т. е. возрастает его плотность, что приводит к увеличению тепловых потерь энергии.

Токи в стенках волновода всегда направлены перпендикулярно магнитным силовым линиям в данной точке, а плотность тока прямо пропорциональна напряженности магнитного поля. Так как в волне типа H_{10} имеются и продольное и поперечное магнитные поля, то и распределение токов получается сложным. В поверхностном слое широкой стенки токи имеют и продольные и поперечные составляющие, причем максимальное значение продольного тока наблюдается в середине широкой стенки, там, где максимально поперечное магнитное поле. По узкой стенке протекают только поперечные токи, и их максимум совпадает с максимумом продольного магнитного поля. В центре широкой стенки, в том месте, где электрическое поле меняет свое направление, линии тока как бы прерываются (рис. 5,*в*). Но это кажущийся разрыв: замкнутость линий тока обеспечивается за счет токов смещения, подобно тому как это происходит в конденсаторах.

Распределение токов в волноводах необходимо знать для правильного их конструирования и применения. Так, для волны H_{10} нужно обеспечить хороший контакт в углах

волновода, где текут поперечные токи. В середине же широкой стенки можно сделать узкую продольную щель: она параллельна линиям тока и не нарушит работы волновода.

Волна H_{10} в прямоугольном волноводе имеет самую простую структуру поля и представляет собой основной тип волны. Все другие типы волн называются высшими.

На рис. 6 приведены картины полей для волн типа H_{20}, H_{11} и E_{11}. Для волны H_{20} вдоль широкой стенки расположены два полупериода изменения интенсивности полей.

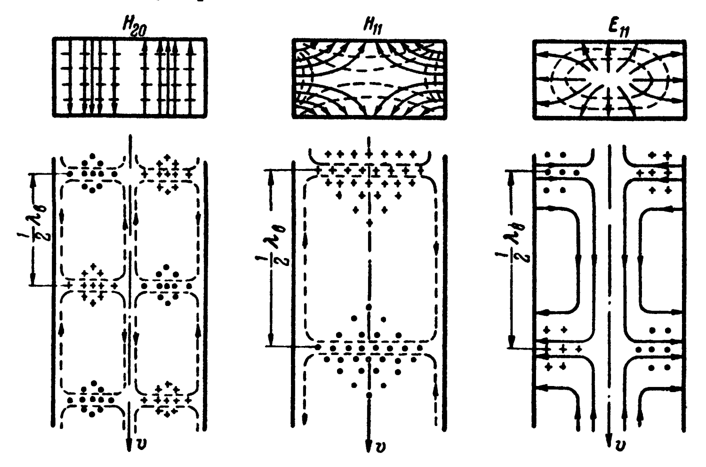


Рис. 6. Поля волн H_{20}, H_{11} и E_{11} в прямоугольном волноводе.

Это по сути дела картина полей для волны H_{10}, повторенная дважды, со сдвигом фаз в соседних ячейках поля на 180°. Для волны H_{11} поля изменяются и вдоль узкой стенки, так что в поперечном сечении волновода электрическое поле имеет сложную структуру. Конфигурация полей волны E_{11} относительно простая. Магнитное поле расположено в поперечных плоскостях и представляет собой замкнутые кривые, а электрическое поле имеет максимальную продольную составляющую на оси волновода. Это простейшая волна типа E. В прямоугольном волноводе волны типа E_{01} или E_{10} не могут существовать, так как магнитное поле таких волн должно было бы быть направлено перпендикулярно стенкам волновода, что, как уже указывалось, невозможно.

В случае поперечномагнитных волн в стенках волновода

могут течь только продольные токи. Следовательно, нет необходимости обеспечивать хороший контакт в углах сечения. В этом случае волновод можно было бы изготовить из четырех металлических лент, не спаивая их в месте стыка, а только скрепляя в ряде точек по длине для обеспечения механической прочности и жесткости конструкции.

Структура полей некоторых типов волн в круглых волноводах. На рис. 7 показано, как меняется картина полей H_{10} и E_{11} в прямоугольном волноводе при переходе сначала к овальному, а затем к круглому сечениям. Полям волн

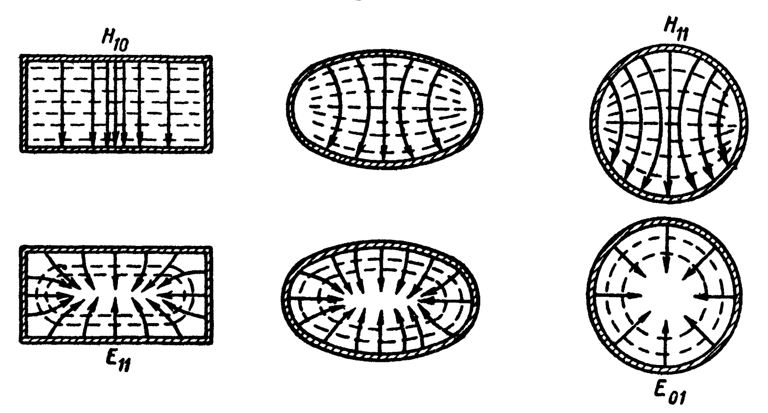


Рис. 7. Изменение картины полей H_{10} и E_{11} прямоугольного волновода при трансформации формы поперечного сечения.

H_{10} и E_{11} прямоугольного волновода соответствуют конфигурации полей волн H_{11} и E_{01} в круглом волноводе. Следовательно, волна H_{11} для круглого волновода является основным типом волны. Можно заметить, что для волны типа E_{01} существует круговая симметрия полей. Как и для любой другой волны типа E, токи в стенках могут течь только в продольном направлении.

Для практического использования круглых волноводов большое значение имеет волна типа H_{01}, картина полей которой представлена на рис. 8. Электрические силовые линии у этой волны являются концентрическими окружностями, расположенными в поперечной плоскости. Магнитные силовые линии в виде петель вытянуты вдоль волновода по обе стороны от его оси. Отличительной особенностью этой волны является наличие только круговых токов в стенках волновода. Это свойство, как будет пока-

зано позже, является очень ценным, так как при увеличении частоты сигнала затухание этой волны уменьшается. Для всех других волн (кроме волн типа H_{0n}) затухание значительно увеличивается с ростом частоты.

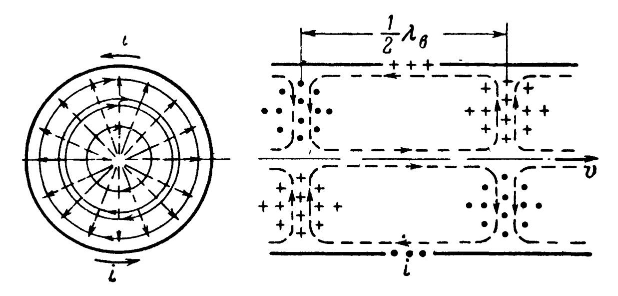


Рис. 8. Картина полей волны H_{01} в круглом волноводе.
i — направление кольцевых токов в стенках волновода.

Волна H_{01} обладает круговой симметрией, что позволяет применять волноводы с такой волной во вращающихся соединениях, когда нужно, например, соединить неподвижный волноводный тракт с вращающейся антенной.

2. ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН В ВОЛНОВОДАХ

Длина волны в волноводе. Фазовая и групповая скорости. Длина волны в волноводах значительно отличается от длины волны в свободном пространстве. На рис. 9 показан

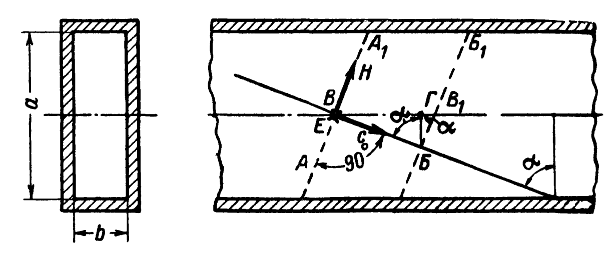


Рис. 9. К определению фазовой и групповой скоростей в волноводе.

в разрезе посредине узкой стенки прямоугольный волновод. Рассмотрим, как и в случае рис. 3, плоскую ТЕМ-волну, падающую под углом α на боковую стенку волновода.

Фронт такой волны представляется плоскостью, перпендикулярной вектору скорости распространения волны, величина которого равна скорости света c. Фронт волны пересекает плоскость чертежа по пунктирной линии AA_1. Отраженную волну рассматривать не будем. В любой точке фронта волны электрическое и магнитное поля имеют одинаковую фазу.

Через промежуток времени t фронт плоской волны переместится в направлении вектора c и займет положение $ББ_1$. Нетрудно видеть, что вдоль оси волновода участки волны с постоянной фазой поля прошли путь $ВВ_1$, больший, чем в направлении распространения волны $ВБ$. Другими словами, фазовая скорость волны вдоль оси волновода $v_ф$ больше c. Чему же она равна? Путь $ВВ_1$ равен $v_ф t$, а путь $ВБ = ct$. Из прямоугольного треугольника $БВВ_1$ найдем: $ВВ_1 = \frac{ВБ}{\sin\alpha}$, т. е. $v_ф t = \frac{ct}{\sin\alpha}$, или $v_ф = \frac{c}{\sin\alpha}$.

Групповая скорость $v_{гр}$ равна скорости перемещения вдоль оси волновода высокочастотной энергии, связанной с волной. За то же время t, что и в предыдущем случае, энергия вдоль оси волновода переместится на расстояние $ВГ$, меньшее $ВБ$. Из прямоугольного треугольника $БВГ$ найдем: $ВГ = ВБ\sin\alpha$, т. е. $v_{гр}t = ct\sin\alpha$, или $v_{гр} = c\sin\alpha$.

Важно подчеркнуть, что если фазовая скорость волн в волноводе всегда больше скорости света c, то групповая скорость всегда меньше ее.

С уменьшением угла падения α различие между фазовой скоростью и скоростью света увеличивается. В пределе, когда волна падает перпендикулярно стенке волновода ($\alpha = 0$), фазовая скорость равна бесконечности.

С другой стороны, чем меньше угол α, тем более часто происходят отражения волн от стенок волновода и тем меньше групповая скорость.

Так как длина волны в волноводе $\lambda_в$ равна $v_ф T$, где $T = 1/f$ (f — частота электромагнитных колебаний), а длина волны в свободном пространстве $\lambda = cT$, то длина волны в волноводе всегда больше длины волны в свободном пространстве. Везде на рисунках, изображающих картины полей, указывалась именно величина $\lambda_в$. Эту волну можно измерить с помощью измерительной линии.

В заключение отметим, что между $v_ф$, $v_{гр}$ и c сущест-

вует простая зависимость — произведение фазовой и групповой скоростей равно скорости света в квадрате:

$$v_{\text{ф}} v_{\text{гр}} = c^2.$$

Критическая длина волны. Рассмотрим понятие критической длины волны на примере волны H_{10} прямоугольного волновода. По мере увеличения длины волны угол падения плоской волны α уменьшается, а число отражений увеличивается. При этом групповая скорость падает. Когда $\alpha=0$, размер a волновода точно равен $\lambda/2$. При этом передачи энергии вдоль волновода не будет. Таким образом, для волны H_{10} критическая длина волны равна $2a$. Электромагнитная волна по волноводу будет распространяться только в случае, если ее длина меньше критической или, что то же самое, частота больше критической. Если же длина волны больше критической, а частота соответственно меньше, то говорят, что волновод работает в режиме отсечки, является з а п р е д е л ь н ы м   в о л н о в о д о м. Поля в волноводе при этом быстро затухают.

Наличие критической частоты превращает волноводы в своеобразные фильтры верхних частот, не пропускающие волны с частотами, меньшими критической.

Существует общая зависимость между длиной волны в волноводе $\lambda_{\text{в}}$, длиной волны в свободном пространстве λ и критической длиной волны $\lambda_{\text{кр}}$, справедливая как для прямоугольного, так и для круглого волноводов:

$$\lambda_{\text{в}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1-(\lambda/\lambda_{\text{кр}})^2}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1-(f_{\text{кр}}/f)^2}} > \lambda.$$

При приближении рабочей длины волны λ к критической, как нетрудно видеть из этой формулы, длина волны в волноводе резко возрастает. Это свойство волноводов используется для изготовления точных (прецизионных) волномеров. Ведь даже малое изменение рабочей длины волны приводит в этом случае к большому изменению длины волны в волноводе.

В приведенной выше формуле предполагалось, что волновод имеет воздушное заполнение. Если же волновод полностью заполнить диэлектриком, у которого относительные диэлектрическая ε и магнитная μ проницаемость не равны единице, то правую часть выражения для $\lambda_{\text{в}}$ следует разделить на $\sqrt{\varepsilon\mu}$.

Для того чтобы рассчитать значения $\lambda_в$ для любого волновода, нужно знать критическую длину волны. Оказывается, что она зависит только от формы и размеров волновода, а также от типа волны. В табл. 1 приведены соотношения, по которым можно определить $\lambda_{кр}$ для некоторых типов волн в прямоугольном и круглом волноводах.

Таблица 1

Прямоугольный волновод		Круглый волновод	
Тип волны	$\lambda_{кр}$	Тип волны	$\lambda_{кр}$
H_{10}	$2a$	H_{11}	$3{,}41R$
H_{01}	$2b$	E_{01}	$2{,}62R$
H_{20}	a	H_{21}	$2{,}06R$
H_{11}	$\frac{2ab}{\sqrt{a^2+b^2}}$	H_{01}	$1{,}64R$
E_{11}	$\frac{2ab}{\sqrt{a^2+b^2}}$	E_{11}	$1{,}64R$

Заполняя волновод диэлектриком, можно увеличить критическую длину волны в $\sqrt{\varepsilon\mu}$ раз, не меняя размеров волновода, или же при данной длине волны уменьшить его размеры. Это свойство находит иногда практическое использование.

При заданных размерах волновода и при использовании основного типа волны можно передавать высокочастотную энергию на наиболее низкой частоте. Другими словами, для передачи на данной волне основной тип волн дает возможность использовать волновод с наименьшими габаритами, а следовательно, и весом. Наиболее часто на практике применяются волноводы прямоугольного сечения, работающие на волне H_{10}. Круглые волноводы часто применяются в конструкциях вращающихся сочленений неподвижных элементов волноводного тракта с подвижными. В этом случае пригодны волны с круговой симметрией H_{01} или E_{01}, которые не являются основным (низшим) типом. Обычно используют волну E_{01}, для которой требуется волновод меньших размеров. Волна же H_{01} ввиду своих особенностей находит применение в основном для передачи энергии на большие расстояния.

Потери электромагнитной энергии в волноводах. При рассмотрении структуры электромагнитных полей в волноводах считалось, что металлы являются идеальными

проводниками. Однако реально они обладают хотя и малым, но имеющим конечную величину сопротивлением. Поэтому часть мощности, передаваемой по волноводу, затрачивается на нагрев стенок, по которым протекают высокочастотные токи. Поскольку для различных типов волн распределение и величина токов разные, то и потери в стенках волновода будут зависеть от типа волны, на которой происходит передача мощности.

На рис. 10 приведена зависимость затухания от частоты колебаний в круглом волноводе диаметром 10 *см* для

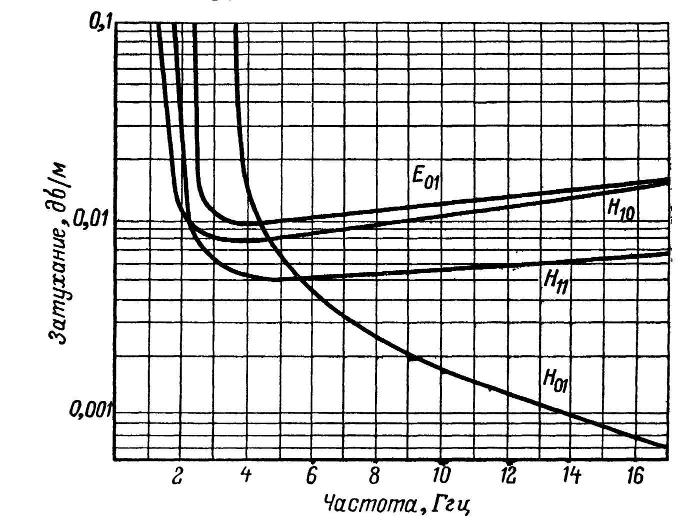


Рис. 10. Зависимость затухания в волноводе от частоты.

волн H_{11}, E_{01}, H_{01} и прямоугольном волноводе с равным периметром поперечного сечения для волны H_{10}. Можно заметить, что для волн E_{01}, H_{11} в круглом волноводе и волны H_{10} в прямоугольном волноводе имеется область частот, в которой затухание минимально.

Характеристики затухания аналогичны и для других типов волны, кроме волн H_{0n} в круглом волноводе. При этом из всех типов волн основные волны имеют наименьшее ослабление. Для волны H_{01} в круглом волноводе зависимость аномальная: затухание уменьшается с увеличением частоты.

При уменьшении частоты и приближении ее к критической затухание растет за счет увеличения числа отраже-

ний плоских волн от стенок волновода, так как при каждом отражении часть энергии теряется. Рост затухания с увеличением частоты сигнала можно объяснить влиянием поверхностного эффекта. Толщина поверхностного слоя δ, в котором текут токи, с увеличением частоты уменьшается, а следовательно, растет сопротивление, оказываемое этим слоем протеканию тока. Увеличение сопротивления влечет за собой рост потерь на нагрев.

В табл. 2 приведены значения δ для различных материалов.

Таблица 2

Материал	Поверхностное сопротивление R_S, *ом*	Удельная проводимость σ, 1/*ом·м*	Глубина проникновения δ, *мк*
Серебро	$\frac{0,044}{\sqrt{\lambda}}$	$6,1\cdot10^7$	$0,37\sqrt{\lambda}$
Медь	$\frac{0,047}{\sqrt{\lambda}}$	$5,5\cdot10^7$	$0,39\sqrt{\lambda}$
Алюминий	$\frac{0,061}{\sqrt{\lambda}}$	$3,2\cdot10^7$	$0,51\sqrt{\lambda}$
Латунь	$\frac{0,086}{\sqrt{\lambda}}$	$1,6\cdot10^7$	$0,73\sqrt{\lambda}$
Припой	$\frac{0,13}{\sqrt{\lambda}}$	$0,7\cdot10^7$	$11\sqrt{\lambda}$

Примечание. Величина λ берется в сантиметрах.

В волноводе из меди на волне длиной 10 *см* величина δ составляет около 1 *мк*, а на миллиметровых волнах ток течет в поверхностном слое толщиной всего в десятые доли микрона. Если волновод имеет стенки с неровной поверхностью, так что глубина неровностей больше δ, то путь тока в таком изрезанном слое увеличивается. Растет и поверхностное сопротивление. Поэтому для уменьшения потерь нельзя допускать каких-либо неровностей или царапин на стенках волновода.

Следует заметить, что в прямоугольном волноводе затухание зависит также от размера узкой стенки: чем больше размер b, тем меньше потери.

Непрерывное падение затухания с ростом частоты для волны H_{01} в круглом волноводе можно связать с наличием только кольцевых токов. Эти токи создаются продольной составляющей магнитного поля, величина которой с повы-

шением частоты уменьшается по сравнению с поперечной составляющей. При этом волна H_{01} как бы отрывается от стенок волновода и становится «поперечной». Уменьшить ослабление волны H_{01} можно также увеличением диаметра волновода. Так, например, используя круглый медный волновод диаметром 50 *мм*, на длине волны 3 *см* можно получить затухание 20 *дб/км*, а на волне $\lambda = 8$ *мм* — всего 1,8 *дб/км* *. Если же увеличить диаметр волновода до 125 *мм*, то затухание на 3 *см* и 8 *мм* уменьшится соответственно до 0,8 и 0,1 *дб/км*. В волноводе длиной 10 *км* мощность сигнала уменьшается всего в несколько раз. ,

Таким образом, используя волны длиной 6—8 *мм*, можно, вообще говоря, обеспечить прямую связь по волноводу длиной в несколько сотен километров. А если применять круглые волноводы диаметром 50—60 *мм*, то можно без промежуточного усиления сигнала вести передачу на расстояние 50—150 *км*.

3. ВЫБОР РАЗМЕРОВ ВОЛНОВОДА

Если волновод применяется в качестве передающей линии, то к нему предъявляются следующие определенные требования:

1. Волновод должен работать в нужном диапазоне частот только на одном, обычно основном, типе волны. Одновременное существование нескольких типов волн приводит к неопределенности: неизвестно, какая часть мощности передается тем или иным типом волны, а следовательно, неизвестно и то, как выводить эту мощность из волновода. Кроме того, трудно одновременно выполнить условие отсутствия отражений от нагрузки для нескольких волн. В этом случае волновод может работать в режиме стоячих волн, что, как известно, снижает его к. п. д.

2. Пробивная прочность волновода должна быть достаточной для передачи заданной мощности.

---

* Напомним, что ослабление в децибелах равно $10 \lg \frac{P_1}{P_2}$, где P_1 и P_2 — мощности соответственно на входе и выходе волноводного участка. На СВЧ в децибелах измеряют также и усиление сигнала. Для „освоения" понятия децибел полезно запомнить следующие цифры. Если P_1 в 2 раза больше P_2, то говорят, что P_1 больше P_2 на 3 *дб*, если P_1 больше в 10 раз, — то на 10 *дб*; если в 100 раз, — то на 20 *дб*, если в 1 000 раз, — то на 30 *дб* и т. д.

3. Потери в волноводе должны быть сведены к минимуму.

4. Размеры и вес волновода тоже должны быть минимальными.

5. Технология изготовления волновода должна быть простой.

Для выполнения первого требования необходимо использовать основные типы волн. Основная волна в круглом волноводе H_{11} имеет неустойчивую плоскость поляризации[1]. Направление полей (их ориентация в пространстве) для волны H_{11} не определяется формой волновода. И если в волноводе имеются какие-либо неоднородности, то плоскость поляризации этой волны может поворачиваться в пределах 360° по окружности. Поэтому волна H_{11} в круглом волноводе находит ограниченное применение. И хотя изготовить круглые трубы легче, чем прямоугольные, на практике обычно применяются прямоугольные волноводы, работающие на основной волне H_{10}. Направление полей этой волны строго определено, и при правильном выборе размеров волновода появление других типов волн невозможно. При этом одновременно удовлетворяется и четвертое требование.

Общее условие существования только основной волны можно сформулировать так: рабочая длина волны должна быть меньше критической длины волны основного типа, но больше критической длины волны ближайшего высшего типа. Другими словами, для прямоугольного волновода должны выполняться следующие неравенства:

$$\frac{\lambda}{2} < a < \lambda \text{ и } b < \frac{\lambda}{2}.$$

Обычно размер широкой стенки волновода выбирают равным примерно 0,7λ. Размер узкой стенки волновода определяет пробивную прочность и потери в стенках волновода. Обычно размер узкой стенки выбирают равным (0,3 ÷ 0,35)λ, или примерно (0,4 ÷ 0,5)a. Если же потери не имеют большого значения, а передаваемая мощность невелика, то можно использовать «узкие» волноводы, для которых $b/a = 0{,}1 \div 0{,}2$.

В настоящее время для освоенных диапазонов волн имеются стандартные размеры прямоугольных волноводов. Некоторые из них приведены в табл. 3.

---

[1] Плоскость поляризации проходит через вектор напряженности электрического поля и направление распространения волны.

Таблица 3

Обозначение волновода	Частота f, *Ггц*	Длина волны λ, *см*	Размеры волноводов, *мм*	
			a	*b*
ПН-6	94—142	0,21—0,32	2	1
ПН-8	65—94	0,32—0,46	3	1,5
ПН-13	25,9—39,5	0,76—1,16	7,2	3,4
ПН-15	17,14—25,9	1,16—1,75	11	5,5
ПН-19	8,33—11,54	2,6—3,6	23	10
ПП-2	—	—	23	5
ПН-22	4,84—7,14	4,2—6,2	40	20
ПП-5	—	—	40	5
ПН-25	2,61—4	7,5—11,5	72	34
ПП-9	—	—	72	10
ПН-27	1,76—2,61	11,5—17	110	55
ПП-12	—	—	110	10
ПН-29	1,15—1,76	17—26	160	80
ПН-30	0,94—1,43	21—32	196	98
ПН-31	0,75—1,15	26—40	248	124

Примечания: 1. Размеры даны по проекту технических условий на волноводные трубы (Госкомитет по радиоэлектронике, 1958 г.).
2. Волноводы изготовляются из сплава Л-96 (латунь).

Цифры в табл. 3 ясно указывают на нецелесообразность широкого практического использования волноводов на длинах волн больше 15—20 *см*.

Для волн длиной порядка 30 *см* волновод должен иметь размеры около 20×10 *см*. С другой стороны, в миллиметровом диапазоне размеры волноводов становятся очень малыми. При этом увеличиваются потери и уменьшается максимальная передаваемая мощность, а трудности изготовления растут.

Для круглого волновода размеры определяются, исходя из тех же соображений. Если возникает необходимость использования волны H_{11}, то радиус волновода должен удовлетворять следующим условиям:

$$2{,}61R < \lambda < 3{,}41R,$$

или

$$\frac{\lambda}{3{,}41} < R < \frac{\lambda}{2{,}61}.$$

В этом случае размер волновода нужно брать примерно равным одной трети средней рабочей длины волны. Приведенное соотношение указывает на бóльшую узкополос-

ность круглых волноводов по сравнению с прямоугольными.

Для волны типа E_{01} аналогичное условие запишется в следующем виде:

$$\frac{\lambda}{2,61} < R < \frac{\lambda}{2,06}.$$

Здесь радиус волновода должен составлять примерно 0,45 средней рабочей длины волны диапазона. При этом необходимо принимать специальные меры для предотвращения возбуждения волны H_{11}.

Выбор размеров круглого волновода для волны H_{01} будет подробно рассмотрен ниже.

4. ВОЗБУЖДЕНИЕ ВОЛНОВОДОВ И СВЯЗЬ ИХ С ДРУГИМИ ЦЕПЯМИ

Даже при правильном выборе размеров волновода необходимо возбудить в нем именно тот тип волны, который требуется по условиям работы. Для возбуждения волновода или вывода из него энергии можно использовать три способа (рис. 11), каждый из которых предполагает знание структуры полей требуемого типа волны.

При электрической связи (рис. 11,*а*) применяют линейный вибратор — штыревую антенну, поляризация которой, т. е. ориентация вектора напряженности электрического поля, параллельна оси штыря. Поэтому штыревую антенну всегда располагают вблизи максимума электрического поля возбуждаемой волны параллельно электрическим силовым линиям этой волны. Такая антенна может являться продолжением внутреннего проводника коаксиального кабеля.

Чтобы возбужденная электромагнитная волна распространялась только в нужную сторону, антенну располагают на определенном расстоянии от короткозамкнутого конца волновода. Это расстояние должно равняться примерно четверти (нечетному числу четвертей) длины волны в волноводе. В этом случае отраженная от металлической поперечной стенки волна будет складываться в месте возбуждения с прямой волной, идущей в требуемом направлении. Часто закорачивающую стенку в волноводе делают подвижной в виде поршня.

Меняя связь с волноводом путем изменения глубины погружения антенны в волновод, т. е. ее длины, а также

добиваясь равнофазности отраженной и прямой волн с помощью перемещающегося поршня, можно обеспечить максимальную отдачу энергии в волновод.

При магнитном способе связи (рис. 11,*б*) используется петля связи, создающая магнитное поле, вектор напряженности которого перпендикулярен плоскости петли. Поэтому петлевую антенну располагают там, где магнитное поле требуемого типа волны максимально, причем плоскость петли должна быть перпендикулярной магнитным силовым линиям волны. Связь магнитной петли с волноводом можно менять в некоторых пределах, поворачивая петлю.

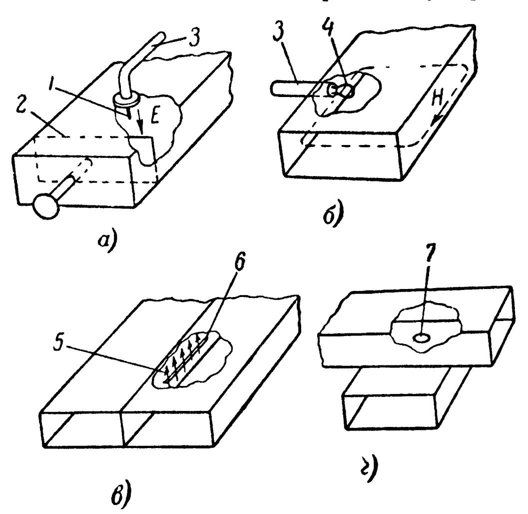


Рис. 11. Способы возбуждения волноводов.
а — линейным вибратором *1* (*2* — поршень; *3* — кабель); *б* — петлей *4*; *в* — щелью *6* (*5* — токи в стенке волновода до прорезания щели); *г* — щелью *7*

Третьим способом возбуждения волноводов является связь их через щель той или иной формы (рис. 11,*в* и *г*). В этом случае в стенках волновода возбуждаются высокочастотные токи, направление и распределение которых должны совпадать с токами волны данного типа. Необходимо указать, что щель излучает тем больше, чем больше линий тока она пересекает. Следовательно, щель нужно прорезать в направлении, перпендикулярном линиям токов, которые протекали в стенке волновода до прорезания щели, и там, где токи максимальны.

Связь двух волноводов через общее отверстие в стенках применяется в основном тогда, когда из волновода нужно вывести только часть мощности. Длина щели берется равной половине длины волны в волноводе, причем середину щели нужно располагать на таком же расстоянии от поршня, как и в предыдущих случаях.

Указанные способы возбуждения волн пригодны в случае круглых и прямоугольных волноводов. Зная общие правила возбуждения волноводов, нетрудно выбрать конструкцию возбуждающего устройства для возбуждения в волноводе нужного типа волны.

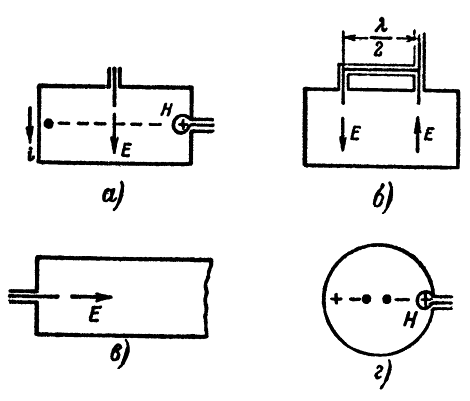


Рис. 12. Способы возбуждения некоторых типов волн в прямоугольном и круглом волноводах.

а — возбуждение волны H_{10} в прямоугольном волноводе, *б* — то же волны H_{20}; *в* — то же волны E_{11} в прямоугольном и волны E_{01} в круглом волноводах; *г* — то же волны H_{01} в круглом волноводе.

На рис. 12 схематически показаны антенны, применяемые для возбуждения некоторых типов волн в волноводах прямоугольного и круглого сечений.

Для возбуждения волны H_{10} в прямоугольном волноводе можно использовать штырь, помещенный перпендикулярно широкой стенке в ее середине, или петлю, которая введена через узкую стенку (рис. 12,*а*). Можно также применить и щелевую антенну. Например, удобно прорезать щель в узкой стенке параллельно оси волновода. Для возбуждения волны H_{20} нужно применить два штыря со сдвигом фаз полей в них на половину длины волны (рис. 12,*б*). Такой сдвиг фаз получается при включении в цепь одного

из штырей коаксиальной линии длиной в половину длины волны. Чтобы возбудить волну E_{11}, штыревую антенну помещают в центре поперечного сечения вдоль оси волновода. То же можно сказать и о волне типа E_{01} в круглом волноводе (рис. 12,*в*). А волну H_{01} в круглом волноводе удобнее всего возбуждать с помощью продольных щелей или петли, расположенной в плоскости поперечного сечения (рис. 12,*г*).

Следует заметить, что одновременно с ожидаемыми типами волн могут возбуждаться также волны более высоких порядков, структура полей которых совпадает в месте возбуждения со структурой полей данного типа. Так, при возбуждении волны H_{10} в прямоугольном волноводе одновременно будут возбуждаться и волны H_{30}, H_{50}, E_{11}, H_{11} и др. Но при правильном выборе размеров волновода поля этих волн будут быстро затухать вблизи места возбуждения, так как волновод для них является запредельным.

Для практической работы не менее важно знать, где в волноводе можно помещать устройства связи, не влияя на распространение электромагнитных волн. Например, если в середине широкой стенки прямоугольного волновода, работающего на волне H_{10}, прорéзать узкую продольную щель, то распределение полей при этом не нарушится. В эту щель можно ввести короткий зонд (штыревую антенну) и соединить его с кристаллическим детектором. Подавая сигнал с детектора на осциллограф (при наличии модулированного сигнала) или измерительный прибор, можно измерить величину поля в волноводе. Перемещая зонд вдоль щели, можно снять распределение электрического поля вдоль оси волновода. Такое устройство, называемое измерительной волноводной линией, находит широкое применение в измерительной технике. С помощью этого прибора можно измерить длину волны в волноводе, обнаружить наличие и степень отражения энергии и произвести много других важных измерительных операций. Продольные щели можно беспрепятственно делать и во всех круглых волноводах, в которых распространяются электрические волны, а кольцевые — в тех, где использованы магнитные волны. И в том и в другом случаях направление щели совпадает с направлением линий тока.

Другой пример. Пусть необходимо возбудить волну E_{01} в круглом волноводе. При этом из-за несовершенства возбуждения или каких-либо неоднородностей в волноводе может появиться также и волна H_{11}. Если разместить

в плоскости поперечного сечения волновода металлические кольца, перпендикулярные электрическим силовым линиям волны E_{01}, то для ее распространения создадутся благоприятные условия, а волна H_{11} распространяться не сможет, так как для нее эти металлические кольца являются своего рода отражающими фильтрами.

5. НЕКОТОРЫЕ ПРИМЕРЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ВОЛНОВОДОВ

Запредельный волновод. Кроме волноводов, используемых в качестве линий передачи, большое практическое применение находят волноводы, работающие в режиме отсечки. Такие волноводы обладают рядом ценных свойств. Когда рабочая длина волны становится больше критической для основного вида колебаний (H_{10} — в прямоугольном волноводе и H_{11} — в круглом), наступает режим полной отсечки. При этом ни один тип волны распространяться не может.

Если рабочая длина волны гораздо больше критической (в 2 — 3 раза), то постоянная затухания $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_{кр}}$, т. е. затухание остается постоянным при изменении частоты и зависит только от $\lambda_{кр}$. Таким образом, выбрав достаточно малые размеры волновода (чтобы $\lambda \gg \lambda_{кр}$), мы можем получить ослабитель, работающий в широкой полосе частот с постоянным ослаблением. Схематически такой ослабитель изображен на рис. 13. Это ослабитель запредельного или предельного типа.

Меняя расстояние между возбуждающей и приемной антеннами l, можно регулировать величину ослабления сигнала L (в децибелах):

$$L = 8{,}68\beta l.$$

Такой ослабитель можно заранее рассчитать и отградуировать. Для градуировки нужно знать только критическую длину волны данного типа.

Если взять круглый волновод, возбуждаемый на волне E_{01}, то ослабление на единицу длины L_1 будет равно $\frac{20{,}8}{R}$ *дб*. Пусть радиус волновода равен 1 *см*; тогда $L_1 = 20{,}8$ *дб/см*. На расстоянии 1 *см* мощность сигнала убывает примерно в 100 раз. Таким образом, при сравнитель-

но малых размерах ослабителя можно получить ослабление сигнала в сотни и тысячи раз.

Это не единственное применение запредельного волновода. Волновод в режиме отсечки часто применяется в электронных лампах СВЧ диапазана в качестве неизлучающей трубки, через которую производится откачка лампы или поддерживается нужное давление газа. Кроме того, металлические кожухи для ламп, в частности для усилительных ламп бегущей волны, должны являться запредельным волноводом. В противном случае лампа бегущей волны вместо усиления нужного сигнала начнет самопроизвольно возбуждаться из-за наличия паразитной обратной связи по кожуху.

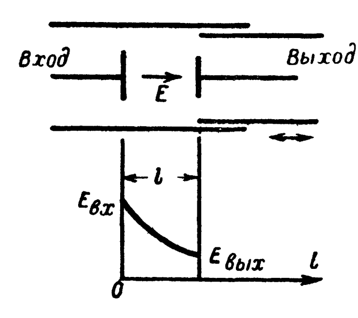


Рис. 13. Схема устройства запредельного ослабителя.

Широкополосная дальняя связь по волноводам. Мы уже знаем, что для уменьшения затухания волны H_{01} в круглом волноводе необходимо увеличивать частоту сигнала или диаметр волновода. Однако уже в волноводе диаметром 50—60 *мм* на волне длиной 8 *мм* может существовать до 100 типов волн. Ведь критическая длина волны для H_{01} в этом случае почти в 10 раз превышает рабочую длину волны. Применение волноводных труб большего диаметра или же работа на большей частоте хотя и уменьшают тепловые потери, но приводят к возможности одновременного существования еще большего числа типов волн. Это обстоятельство сильно затрудняет практическое использование таких волноводов: появляются значительные потери энергии.

Если считать, что волноводная линия собирается из отрезков волновода длиной 10 *м*, то при длине линии передачи 1 *км* будет 100 соединений между отдельными участками. Кроме того, на практике нельзя обойтись без поворотов оси волноводной линии, а сами отрезки волноводов могут иметь некоторую эллиптичность сечения или изгиб оси. Любые неоднородности или неточности сборки волноводного тракта приводят к увеличению дополнительных потерь. Эти потери появляются за счет преобразования волны H_{01} в другие типы волн.

При диаметре волновода 80 *мм* и длине волны 4 *мм* дополнительные потери становятся больше тепловых. Поэтому размер волновода выбирается таким, чтобы потери на нагрев были достаточно малыми, а потери на преобразование еще оставались незначительными. Реально можно использовать медные трубы диаметром 50—60 *мм* и работать в диапазоне длин волн 5—8 *мм*. При этом длина волноводной линии между промежуточными станциями, усиливающими сигнал, может достигать 50—60 *км*.

Чтобы создать наиболее благоприятные условия для существования волны H_{01}, приходится прибегать к специальным приемам, затрудняющим существование других типов волн. Эту задачу можно решить применением так называемых самофильтрующих волноводов. Они представляют собой распределенные фильтры, обеспечивающие по длине волновода большое затухание всех волн, кроме H_{0n}, а следовательно, и H_{01}. К самофильтрующим волноводам относятся волноводы с поглощающей пленкой и волноводы с так называемой периодической структурой стенок: кольцевые (рис. 14,*а*) и спиральные (рис. 14,*б*).

Рис. 14. Круглые волноводы с периодической структурой стенок.

а — кольцевой волновод; *б* — спиральный волновод; *1* — диэлектрик; *2* — медь; *3* — спиральный провод.

Если на стенку волновода нанести тонкий слой поглощающего диэлектрика, то для волны H_{01} (и волн более высоких порядков — H_{0n}) затухание в этом слое невелико, так как электрическое поле вблизи стенок мало. Волны других типов имеют перпендикулярную стенке составляющую электрического поля и испытывают большое поглощение.

Волноводы с периодической структурой обеспечивают сильное затухание всех волн, имеющих продольные составляющие тока. Волна H_{01} с кольцевыми токами затухает мало. Кольцевой волновод можно изготовить из ряда медных колец, отделенных друг от друга поглощающими диэлектрическими шайбами. Спиральные волноводы имеют более простую конструкцию. Их можно изготовить, нави-

вая спираль из медной проволоки или ленты и заключая ее в поглощающую оболочку. Шаг такой спирали должен быть много меньшим длины волны.

В настоящее время многие вопросы практического использования волны H_{01} в круглом волноводе для передачи высокочастотной энергии на большие расстояния находятся еще в процессе разработки и экспериментального исследования. Предстоит решить ряд трудных задач, связанных с возбуждением волны H_{01}, с технологией изготовления наиболее дешевых волноводов и разработкой новых методов исследования длинных волноводных линий.

Когда эти трудности будут полностью преодолены, практическое внедрение волноводных линий откроет новую эпоху в развитии средств связи. Действительно, в диапазоне волн 5—8 *мм*, т. е. шириной более 20 000 *Мгц*, можно разместить до 100 телевизионных программ и более 10 000 телефонных каналов. И если соединить волноводной линией связи Москву с Ленинградом, то можно будет в Москве прямо из квартиры соединиться с любым абонентом Ленинграда, набрав нужный номер ленинградского телефона.

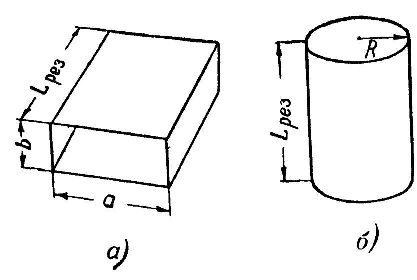


Рис. 15. Волноводные резонаторы. *а* — прямоугольный резонатор, *б* — цилиндрический резонатор.

Следует отметить еще одну особенность дальней волноводной связи. Применять частотную модуляцию сигнала здесь нерационально из-за накопления помех с увеличением расстояния. Действительно, сигнал на входе линии занимает определенную полосу частот. Так как более высокие частоты имеют бóльшую фазовую скорость, чем низкие, то на выходе линии сигнал будет искажен. Чем больше ширина полосы данного сигнала, тем на меньшее расстояние можно передать его без искажений.

Объемные резонаторы. На СВЧ невозможно создать колебательные системы с сосредоточенными постоянными, которые имели бы нужные резонансные свойства. Поэтому здесь применяются особые колебательные контуры, так называемые объемные или полые резонаторы.

В качестве объемных резонаторов могут быть использо-

ваны, например, отрезки прямоугольных или круглых волноводов длиной, равной целому числу полуволн в волноводе, замкнутые с обоих концов металлическими стенками. Для сравнения вспомним, что в металлической струне, закрепленной на концах, можно возбудить колебания только в том случае, если вдоль струны «разместится» целое число полуволн.

На рис. 15,*а* изображен прямоугольный резонатор, а на рис. 15,*б* — цилиндрический.

Обозначение типов волн, которые могут возбуждаться в полых резонаторах, не отличается от принятого для волноводов. Добавляется только третий индекс: p, например H_{mnp} или E_{mnp}, который указывает количество полупериодов поля, размещающихся на длине резонатора $L_{рез}$. Таким образом, $L_{рез}=\frac{\lambda_в}{2}p$, где p — целое положительное число. В прямоугольных резонаторах наиболее часто используют колебания типа H_{101}, а в круглых цилиндрических — H_{011} или E_{010}. В последнем случае длину резонатора можно выбирать произвольно, так как она не связана с рабочей длиной волны. Иногда такой резонатор называют радиальным.

Работу резонатора можно охарактеризовать двумя параметрами: резонансной частотой f_0 (или длиной волны λ_0) и добротностью Q.

Собственная резонансная длина волны определяется размерами резонатора. Для прямоугольных резонаторов

$$\lambda_0=\frac{2}{\sqrt{\frac{m^2}{a^2}+\frac{n^2}{b^2}+\frac{p^2}{L_{рез}^2}}}.$$

Для цилиндрических резонаторов подобные общие соотношения имеют более сложный вид. В простой форме их можно записать только для определенного типа волны. Например, для волны E_{010} $\lambda_0=2{,}62R$, а $L_{рез}<2{,}1R$.

Для волны H_{011}

$$\lambda_0=\frac{2L_{рез}}{1+1{,}48L_{рез}^2/R^2}.$$

Чтобы иметь возможность изменять резонансную частоту в процессе работы, одну из стенок выполняют в виде передвижного поршня.

Объемным резонаторам присущи те же положительные качества, что и волноводам. Отсутствие потерь на излу-

чение и в диэлектрике, малая величина потерь в металлических стенках приводят к тому, что резонаторы в диапазоне СВЧ имеют высокую добротность. Приближенно добротность можно рассчитать как удвоенное отношение объема, в котором запасается энергия электромагнитного поля, к объему, в котором она расходуется:

$$Q = \frac{2V}{\delta S},$$

где V — объем резонатора;
δ — толщина поверхностного слоя;
S — внутренняя поверхность стенок.

Добротность объемного резонатора может достигать десятков и сотен тысяч. Если резонатор нагружен, т. е. связан с внешними цепями, то его добротность, конечно, уменьшается, но все еще остается достаточно большой.

Для возбуждения объемных резонаторов используются те же способы, что и в волноводах.

Кроме рассмотренных, существуют многие другие разновидности объемных резонаторов: коаксиальный, тороидальный, магнетронный и др. Применение резонаторов в радиотехнике и электронике СВЧ исключительно широко: они являются неотъемлемыми частями конструкции маячковых триодов, клистронов и магнетронов, находят применение в измерительной технике для создания волномеров и т. п.

6. ЭЛЕМЕНТЫ ВОЛНОВОДНОГО ТРАКТА

Соединение волноводов между собой. При сборке волноводных систем удобно пользоваться отрезками волноводов не очень большой длины. Для неподвижного соединения отдельных волноводных секций используются специальные фланцы: контактные (плоские) или так называемые дроссельные.

Контактный фланец представляет собой металлическую плоскую пластину с отверстием, в которое вставляется концевая часть волновода. Фланцы двух соседних секций соединяются между собой с помощью болтов или струбцинок, причем в месте соприкосновения фланцев должен быть обеспечен хороший электрический контакт. В противном случае нормальная работа волновода на волнах, имеющих продольные составляющие тока, будет нарушена. Это накладывает жесткие требования на качество обработки и

чистоту фланцев. Преимуществом контактных соединений является независимость их работы от длины волны.

Если выполняется соединение волноводов, предназначенных для работы в более узкой полосе частот, то удобнее применять дроссельные фланцы (рис. 16). Дроссельно-фланцевое соединение состоит из двух фланцев, один из которых подобен обычному контактному. Другой фланец имеет кольцевую выточку вдоль оси волновода глубиной, равной $\lambda_0/4$. При этом внутренняя область фланца не имеет электрического контакта с плоским фланцем. В плоскости сечения, проходящего через середину широкой стенки волновода, глубина поперечной внутренней «проточки» также составляет четверть длины волны. Получается как бы последовательное соединение двух четвертьволновых линий. Коаксиальная линия идет на конце короткое замыкание, поэтому ее входное сопротивление бесконечно велико. Четвертьволновая радиальная линия оказывается нагруженной на это сопротивление, следовательно, на ее входе существует короткое замыкание.

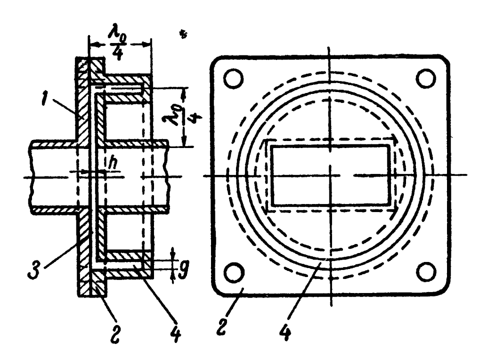


Рис. 16. Дроссельно-фланцевое соединение волноводов.

1—контактный фланец; *2*—дроссельный фланец; *3*—радиальная линия; *4*—коаксиальная линия.

Применяя дроссельные фланцы, можно не следить за строгой соосностью соединяемых волноводов; допускается даже существование зазора между фланцами порядка $\lambda/16$. Однако существенным недостатком дроссельно-фланцевых соединений является их узкополосность: ведь длина вспомогательных линий принципиально должна быть равна четверти длины волны. Практически такие соединения

удовлетворительно работают в полосе частот порядка 10% средней рабочей частоты. Для некоторого расширения полосы частот экспериментально подбирают ширину кольцевой канавки g и величину зазора h (рис. 16). Обычно величина h выбирается равной 1—2 *мм*, а $g \approx (2 \div 5)h$; при этом рабочая полоса частот достигает ±15% средней частоты.

Для круглых волноводов также могут применяться как контактные, так и дроссельные фланцы.

Особый интерес представляют подвижные соединения. К ним относятся вращающиеся соединения и гибкие волноводы.

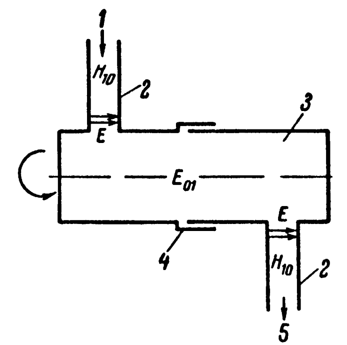


Рис. 17. Схема устройства вращающегося соединения.

1—вход; 2—прямоугольный волновод; 3—круглый волновод; 4—дроссельная муфта; 5—выход.

Схематически вращающееся соединение изображено на рис. 17. Здесь волна H_{10} прямоугольного волновода преобразуется в волну E_{01} круглого волновода, которая, как известно, обладает круговой симметрией. Два отрезка круглых волноводов соединяются между собой с помощью дроссельной муфты. Поэтому качество электрического контакта в месте трущегося соединения не влияет на работу всего устройства.

Если требуется нежесткое соединение двух элементов волноводного тракта, применяют отрезки гибких волноводов. Наиболее часто используются гофрированный и сетчатый волноводы, изображенные на рис. 18. Для защиты от механических повреждений гибкие волноводы помещают в резиновый шланг.

Согласование волноводов. При включении на выходе волновода нагрузки, поглощающей всю передаваемую мощность, в волноводе устанавливается режим бегущей волны. В этом случае нагрузка согласована с волноводом и коэффициент отражения, равный корню квадратному из отношения отраженной мощности к падающей, равен нулю. Если поместить на конце волновода закорачивающий поршень, то отражаться будет вся падающая мощность и коэффициент отражения станет равным единице. Это режим полного рассогласования, когда в волноводе устанавливается стоячая волна и передачи СВЧ мощности нет. Если же

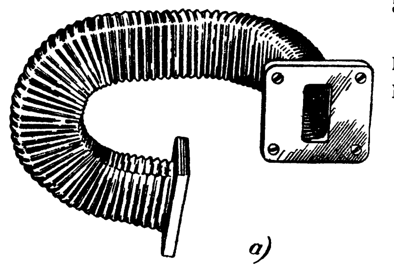
нагрузка отражает только часть мощности, то в волноводе будут одновременно существовать бегущая и стоячая волны. Это также случай несогласованной нагрузки.

В технике СВЧ для характеристики отражения более часто применяется другая величина: **коэффициент стоячей волны напряжения**, или, сокращенно, к. с. в., связанный с коэффициентом отражения Γ следующим соотношением:

$$к.\ с.\ в. = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}.$$

Нетрудно видеть, что режиму бегущей волны соответствует к. с. в., равный единице, а режиму стоячей волны — к. с. в., равный бесконечности. Обычно считают, что нагрузка хорошо согласована с волноводом или любой другой линией передачи, если измеренный к. с. в. меньше 1,05—1,2, удовлетворительно согласована, если к. с. в. = =1,2—2, и не согласована, если к. с. в. имеет порядок 5—10.

Вообще любые неоднородности волноводного тракта могут создавать отражения.



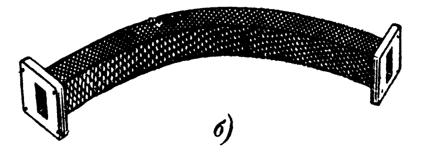


Рис. 18. Гибкие волноводы.
а — гофрированный волновод; *б* — сетчатый волновод.

Это свойство и используется для согласования. Пусть у нас имеется несогласованная нагрузка. Тогда, поместив около нагрузки неоднородность так, чтобы отраженная от нее волна была равна по величине и противоположна по фазе волне, отраженной от нагрузки, можно добиться взаимной компенсации двух отраженных волн. На участке от согласующей неоднородности до генератора будет существовать только бегущая волна.

Для согласования оконечной нагрузки с волноводом или отдельных элементов волноводного тракта между собой можно использовать несколько способов. Некоторые из них аналогичны методам согласования, применяемым в обычных длинных линиях. Наибольшее применение

находят волноводные диафрагмы, реактивные шлейфы и штыри, а также четвертьволновые трансформаторы.

Волноводная диафрагма — это помещенная поперек волновода тонкая металлическая пластинка с отверстием. При правильном выборе размеров прямоугольного отверстия диафрагма может быть согласована с волноводом. Для использования в качестве элементов согласования пригодны емкостная и индуктивная диафрагмы (рис. 19), у которых один из размеров отверстия совпадает с соот-

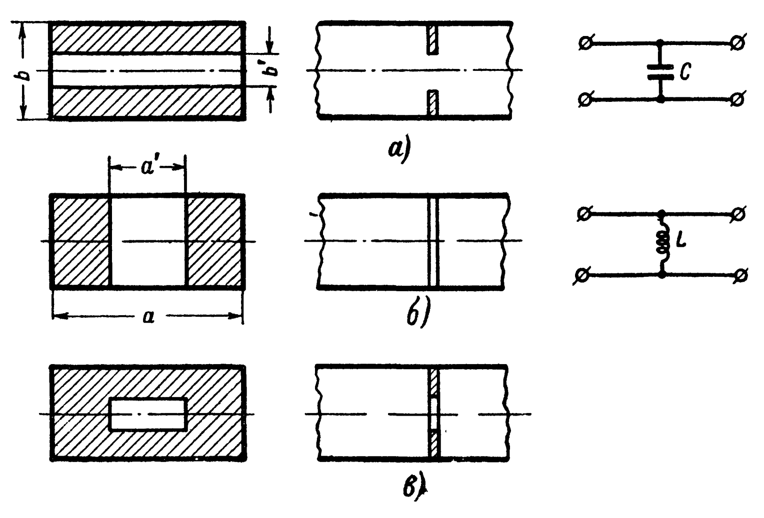


Рис. 19. Волноводные диафрагмы и их схемы замещения.
а — емкостная диафрагма; *б* — индуктивная диафрагма; *в* — резонансное окно.

ветствующим размером волновода. Диафрагма, у которой размер b' меньше размера узкой стенки волновода, называется е м к о с т н о й (рис. 19,*а*), так как ее эквивалентное сопротивление носит емкостный характер. У и н д у к т и в н о й диафрагмы размер a' меньше размера широкой стенки волновода (рис. 19,*б*). Меняя размеры диафрагм, можно в широких пределах изменять их эквивалентные сопротивления. Однако в процессе работы производить регулировку диафрагм невозможно. Это, наряду с узкополосностью, является их недостатком.

Иногда находят применение также индуктивно-емкостные диафрагмы, или резонансные окна (рис. 19,*в*). Более часто волноводные окна используются в виде согласован-

ных нагрузок. Подобрав размеры окна и закрыв его тонким слоем диэлектрика (стекло, слюда), можно получить неотражающий, правда узкополосный, вывод энергии. Применяется такое устройство там, где в отпаянных электровакуумных приборов СВЧ необходимо вывести энергию прямо в волновод. При этом резонансное окно отделяет

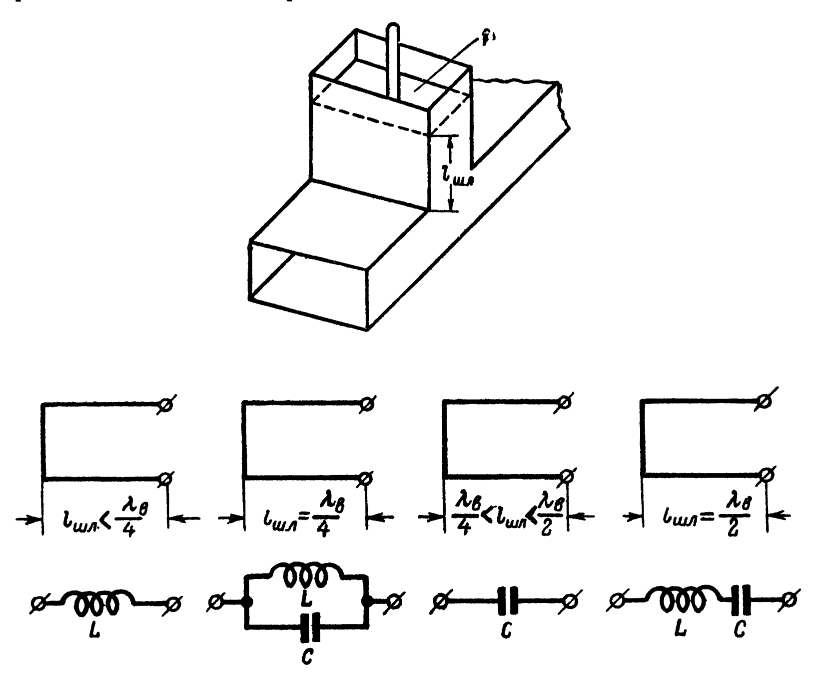


Рис. 20 Волноводный реактивный шлейф и его схемы замещения. 1—короткозамыкающий поршень

внутреннюю вакуумную часть прибора от внешней, невакуумной.

Реактивный шлейф представляет собой передвижной поршень, помещенный в боковое ответвление волновода. Такой шлейф изображен на рис. 20. Меняя расстояние от короткозамыкающей пластины до места подсоединения шлейфа к основному волноводу, можно изменять характер неоднородности, создаваемой шлейфом. На рис. 20 приведены также схемы замещения реактивного шлейфа для различных расстояний $l_{шл}$.

Для полной компенсации отражений с помощью реак-

тивного шлейфа нужно подбирать не только длину $l_{шл}$, но и положение шлейфа по длине основного волновода. Такое перемещение в процессе работы осуществлять практически невозможно, поэтому чаще используют двухшлейфовые или трехшлейфовые трансформаторы. Они состоят из двух или трех неподвижных шлейфов, удаленных друг от друга на расстояние, равное нечетному числу $\lambda_в/8$ в первом случае и $\lambda_в/4$ — во втором. Меняя длину всех шлейфов трансформатора, можно согласовать практически любую нагрузку волновода.

Наиболее просто изготовить согласующее устройство в виде реактивного ввинчивающегося штыря, расположенного посредине широкой стенки волновода (рис. 21). Экви-

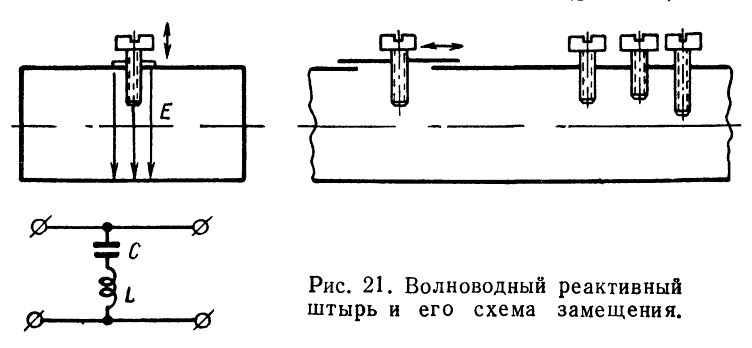


Рис. 21. Волноводный реактивный штырь и его схема замещения.

валентной схемой такого штыря является последовательное соединение индуктивности и емкости. Если длина штыря меньше четверти длины волны в волноводе, то он действует как емкость, а если больше — то как индуктивность. При длине штыря, точно равной четверти длины волны в волноводе, наступает последовательный резонанс и общее параллельное сопротивление в схеме замещения равно нулю, что соответствует полному отражению волны. Чтобы регулировать фазу отраженной волны, штырь делают перемещающимся вдоль оси волновода, для чего в широкой стенке волновода прорезается продольная щель. Для расширения полосы часто применяют не один, а несколько неподвижных штырей, настроенных на разные частоты.

Для согласования двух волноводов различных сечений почти всегда используются так называемые конусные переходы: волновод одного сечения плавно на достаточной длине переходит в волновод других размеров.

Ослабители и согласованные нагрузки. Согласованные нагрузки, или поглотители, широко применяются при наладке СВЧ аппаратуры. Конструктивно поглотители могут быть оформлены по-разному, но они всегда представляют собой отрезок волновода, замкнутый накоротко на конце, в котором параллельно электрическому полю расположены поглощающие пластины или куски поглощающего материала. Пластины делают из листового диэлектрика, покрытого тонким металлическим слоем. Толщина пленки металла подбирается экспериментально. Для лучшего согласования передняя часть пластин скашивается в виде клина длиной не менее половины длины волны. Если нужно поглотить очень большую мощность (сотни ватт и более), то волновод заполняют смесью графита с цементом или через стеклянный клиновидный сосуд пропускают проточную воду. На внешней поверхности волновода для отвода тепла предусматривается устройство радиаторных пластин.

Для уменьшения уровня передаваемой мощности служат ослабители (аттенюаторы). Ослабители запредельного типа рассматривались нами выше. Здесь будут рассмотрены регулируемые и фиксированные поглощающие аттенюаторы, состоящие из отрезка волновода и поглощающего элемента. Как и в случае согласованных нагрузок, поглощающий элемент выполняется в виде диэлектрических пластин, покрытых пленкой металла. В переменных аттенюаторах ослабление меняется при перемещении пластин перпендикулярно продольной оси волновода. В ослабителях ножевого типа изменяется глубина погружения пластины в волновод (рис. 22,*а*) или же внутри волновода перемещаются пластины (рис. 22,*б*). В первом случае ослабление максимально при полностью введенном «ноже», а во втором — когда пластины находятся в максимуме электрического поля, т. е. в центре волновода. С помощью таких ослабителей можно регулировать ослабление сигнала от нуля до 30—50 *дб*. Переменные ослабители обычно градуируют в децибелах. В фиксированных аттенюаторах пластины укрепляются в одном положении.

В рассмотренных переменных ослабителях регулировка ослабления осуществляется механическим путем. В последнее время находят применение ослабители, регулируемые электрическими способами. В одном из них используются свойства ферромагнитных материалов (ферритов) изменять поглощение электромагнитных волн в зависимости от величины внешнего магнитного поля. С помощью ферри-

тов можно создать также фиксированный ослабитель, для которого ослабление прямой волны малое, а отраженной— большое. Эти ослабители очень удобны для развязки генератора и нагрузки: прямая волна почти не ослабляется, а отраженная уменьшается на 20 *дб*, т. е. в 100 раз по мощности.

Изгибы и повороты волноводного тракта. Реальные волноводные системы всегда имеют изгибы оси или повороты плоскости поляризации волны. Резкие изгибы создают

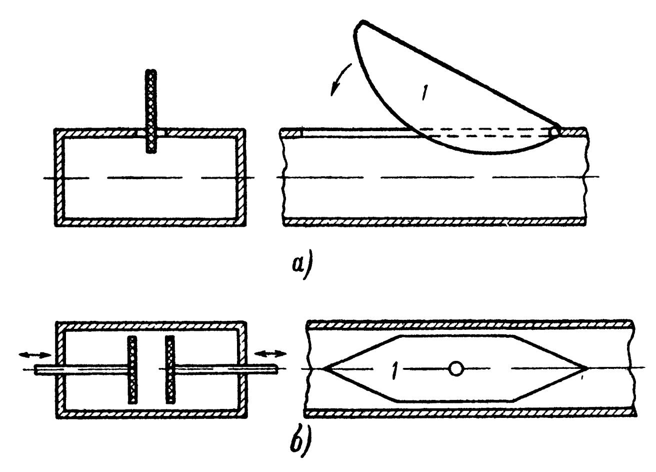


Рис. 22. Волноводные ослабители ножевого типа.
1—поглощающие пластины.

сильные отражения. Поэтому обычно изгибы и повороты осуществляют на участке, сравнимом с длиной волны.

В случае прямоугольных волноводов наиболее часто применяются уголковые изгибы в плоскостях *H* и *E* (рис. 23,*а* и *б*) и плавные радиусные изгибы (рис. 23,*в*). Для изгибов в плоскости *H* изменение направления оси волновода происходит по широкой стенке, а для изгибов в плоскости *E* — по узкой стенке волновода.

Одинарные уголковые изгибы (рис. 23,*а*) узкополосны. Более широкополосными являются уголки с двойным поворотом (рис. 23,*б*); полоса частот здесь достигает 12—15% средней рабочей частоты. Средняя длина $l_{ср}$ промежуточного участка волновода должна в этом случае равняться примерно четверти длины волны в волноводе. Тогда волны,

отраженные от мест соединения участков, оказываются в противофазе и компенсируют друг друга.

Плавные повороты чаще всего выполняются по дуге окружности, причем средняя длина поворота $l_{ср}$ должна равняться целому числу полуволн. Чтобы отражения были минимальными, величина среднего радиуса закругления берется равной примерно 5 a. Радиусные изгибы достаточно широкополосны, их рабочая полоса частот достигает ±20% средней частоты.

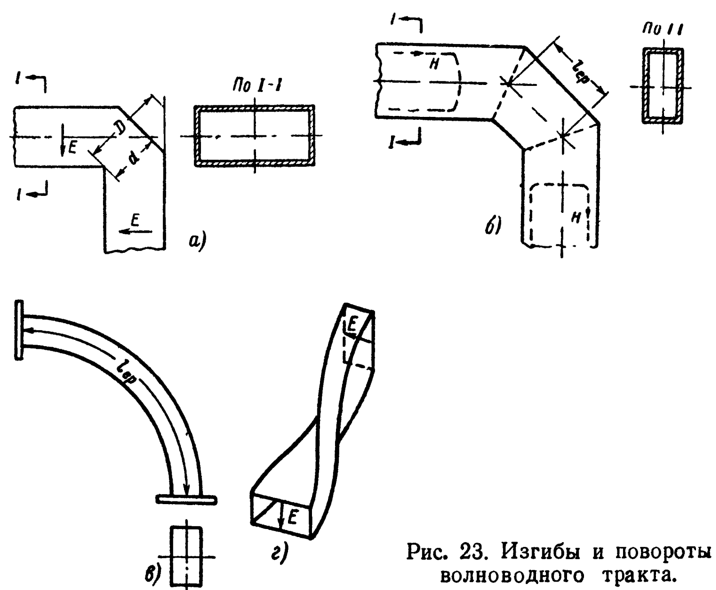


Рис. 23. Изгибы и повороты волноводного тракта.

Для изменения направления плоскости поляризации волны часто применяют отрезки скрученного волновода (рис. 23,*г*). Длина такого отрезка должна равняться целому числу полуволн в волноводе и быть не менее $2\lambda_в$.

Волноводные разветвления. Чтобы распределить высокочастотную энергию между несколькими нагрузками, можно использовать волноводные разветвления различных типов. Разветвления энергии служат также и для подсоединения нескольких питающих источников к одной нагрузке.

Самое простое разветвление прямоугольного волновода осуществляется с помощью металлической перегородки, перпендикулярной электрическим силовым линиям волны

H_{10} (рис. 24,*а*). Здесь происходит разделение основного волновода с узкой стенкой b на два волновода, малые размеры которых равны b_1 и b_2.

Большое применение находят тройниковые разветвления. Если плоскость разветвления совпадает с плоскостью, в которой расположено магнитное поле волны H_{10}, то трой-

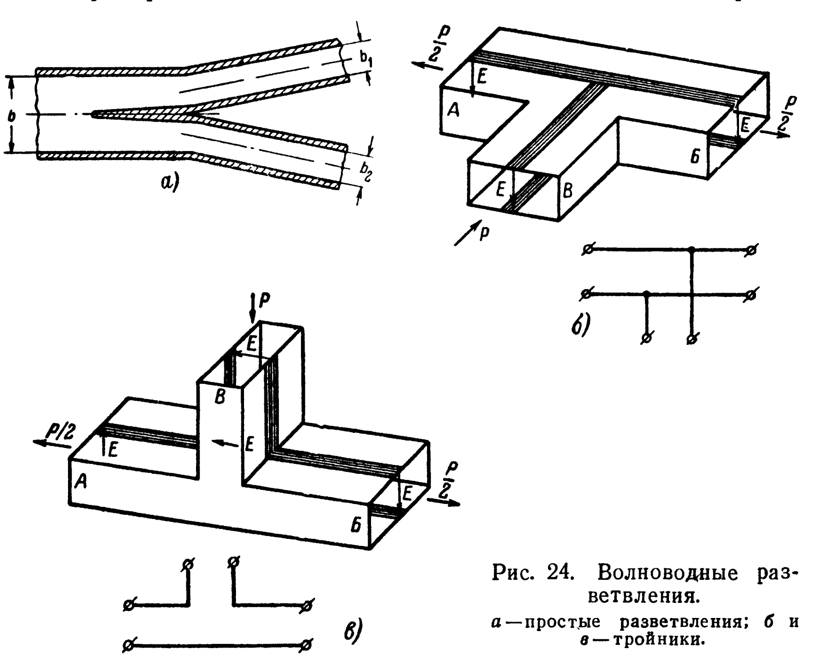


Рис. 24. Волноводные разветвления.

а — простые разветвления; *б* и *в* — тройники.

ник называют Н-тройником (рис. 24,*б*). Схемой замещения такого устройства является параллельное соединение двух линий. Это можно наглядно представить по нанесенным в центре широкой стенки волноводов полоскам продольного тока. Для Е-тройника плоскость разветвления совпадает с плоскостью, в которой расположены электрические силовые линии (рис. 24,*в*). Для него схемой замещения является последовательное соединение линий.

Волноводные тройники обладают интересными особенностями, которые часто используются в волноводной технике. Если генератор подключен к боковому плечу *В*, то в случае Н-тройника (рис. 24,*б*) в плечах *А* и *Б* волны равной амплитуды будут распространяться в противоположных направлениях с одинаковыми фазами. При под-

ключении генератора к плечу *В* Е-тройника (рис. 24,*в*) энергия также делится пополам между плечами *А* и *Б*, но в плечах *А* и *Б* волны будут распространяться с противоположными фазами. Если же мы переместим источник в плечо *Б*, то энергия будет распределяться поровну между плечами *А* и *В*.

Очень интересны так называемые кольцевые распределители (рис. 25), состоящие из нескольких ответвлений и основного волновода, свернутого кольцом. В кольцевом распределителе Е-плоскостного типа при подсоединении генератора к плечу *А* энергия будет проходить в плечи *Б*

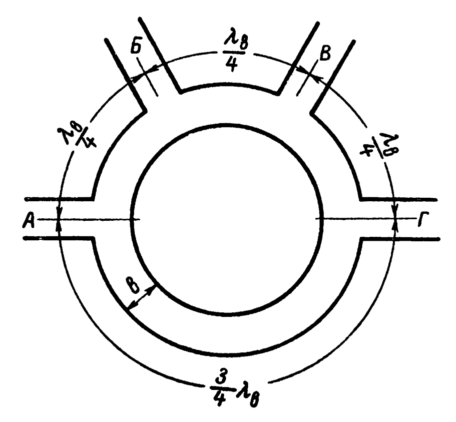


Рис. 25. Волноводный кольцевой распределитель.

и *Г*, а в плечо *В* ответвления энергии не будет. Поместив в одно из плеч *Б* или *Г* передвижной поршень и подобрав его положение, можно создать такие условия, что энергия будет проходить в плечо *В*. Таким образом можно производить переключение цепей.

Большое практическое значение представляет двойной тройник (рис. 26,*а*). Можно представить, что он состоит из совмещенных Н- и Е-тройников: плечи *А*, *Б* и *В* составляют Е-тройник, а плечи *А*, *В* и *Г* — Н-тройник. Замечательные свойства двойного тройника обусловили его часто применяемое название «магическое *Т*». Двойные тройники играют в СВЧ технике ту же роль, что и мостовые схемы на низких частотах.

Если в одну из диагоналей моста включить источник питания, а в другую — измерительный прибор, то могут на-

блюдаться два случая: а) мост сбалансирован, а прибор не дает показаний; б) мост не сбалансирован, и показания прибора тем больше, чем больше разбаланс моста. В сбалансированном мосте в диагонали можно включить различные источники питания. Несмотря на то, что они работают на общую нагрузку, влияния одного источника на работу другого наблюдаться не будет. Как говорят, источники питания будут развязаны один относительно другого. Такие же явления наблюдаются и на СВЧ.

Пусть имеется двойной тройник, симметричный относительно плоскости, проходящей через оси плеч *Б* и *Г*. Генератор высокочастотного сигнала подключим к плечу *Г*, а индикатор (детекторную головку) — к плечу *Б*. Кроме того, предположим сначала, что в нагрузочные плечи *А* и *В* включены одинаковые нагрузки. Тогда энергия от генератора распределится в плечи *А* и *В*, а в плечо *Б* энергия не пойдет из-за симметрии поля в основном волноводе. Таким образом, плечи *Б* и *Г* будут развязаны. Если же нагрузки неодинаковы, то часть энергии из-за создавшейся несимметрии полей в основном волноводе ответвится в плечо *Б* и показания прибора будут зависеть от степени различия нагрузок. Одну из нагрузок можно сделать согласованной с волноводом. В этом случае прибор будет отмечать степень рассогласования другой нагрузки по сравнению с эталонной. Другими словами, двойной тройник может быть использован для измерения коэффициента отражения.

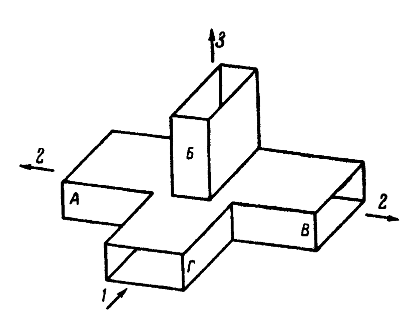


Рис. 26. Двойной волноводный тройник.
1—от генератора; 2—к поглощающей нагрузке; 3—к прибору.

Широкое применение двойные тройники нашли в радиолокационных антенных переключателях. В радиолокационных станциях приемник и передатчик работают с одной и той же антенной. Однако при работе передатчика, когда антенной излучается большая мощность, приемник нужно отключать, чтобы защитить его от перегрузки. Во время приема, наоборот, нужно отключать передатчик. Для этой цели и служит антенный переключатель. В настоящее вре-

мя применяются антенные переключатели нескольких типов, в том числе с применением двойных тройников.

Своеобразными разветвлениями волноводной цепи служат также направленные ответвители. Принцип действия их можно уяснить себе с помощью схемы так называемого двухдырочного ответвителя (рис. 27). К узкой стенке основного волновода припаивается вспомогательный отрезок волновода, в который через два отверстия в общей стенке, размещенных на расстоянии $\lambda_в/4$ друг от друга, ответвляется часть энергии. Каждое отверстие возбуждает

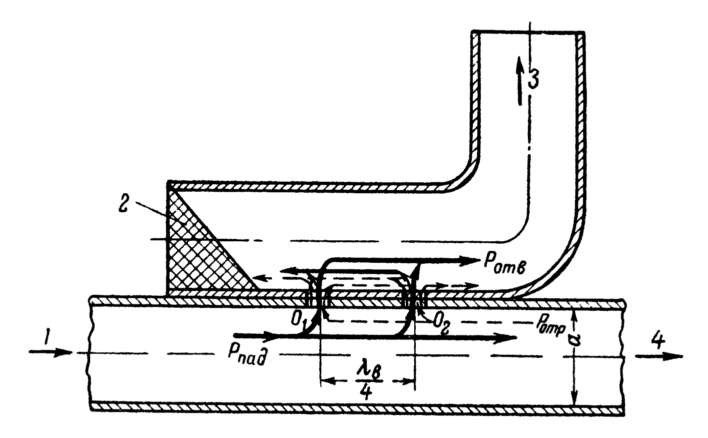


Рис. 27. Волноводный двухдырочный направленный ответвитель.

1—от генератора; 2—поглотитель; 3—к прибору; 4—к нагрузке.

во вспомогательном волноводе две волны, распространяющиеся в противоположные стороны. Можно заметить, что часть падающей волны ответвляется и движется в том же направлении, что и в главном волноводе. Прямая волна изображена на рис. 27 сплошной линией. Волны, идущие во вспомогательном волноводе справа налево, взаимно компенсируются, так как волна, прошедшая через отверстие O_2, отстает по фазе от волны, прошедшей через отверстие O_1, на полволны.

Если основной волновод нагружен на несогласованную нагрузку, то в нем существует и отраженная волна (штриховая линия). Часть отраженной волны проходит во вспомогательный волновод и поглощается в нагрузке. Направленные слева направо составляющие отраженной волны оказываются в противофазе и компенсируют друг друга.

Если в правое плечо вспомогательного волновода включить индикаторное устройство, то его показания будут пропорциональны падающей волне. Если же направленный ответвитель повернуть на 180°, то прибор будет реагировать только на отраженную волну.

Указанные замечательные свойства направленного ответвителя вызвали его широкое применение в измерительной технике. Можно привести несколько примеров использования направленных ответвителей. Направленные ответвители часто применяются в качестве ослабителей с фиксированным ослаблением 20—30 *дб*. Тогда в основном волноводе на его конце ставится согласованная нагрузка.

Очень ценно использование направленных ответвителей для измерения коэффициента отражения. Для этого в основной волновод включаются в противоположных направлениях два ответвителя. Отводимая каждым ответвителем СВЧ мощность зависит только от мощности прямой или обратной волны. Такие приборы часто называют рефлектометрами, т. е. измерителями отражений. Зная, какая часть мощности ответвляется из основного волновода во вспомогательный, можно использовать направленный ответвитель для измерения уровня мощности. Это особенно важно при измерениях больших мощностей, когда появляется возможность применения менее сложных приборов, пригодных для малых мощностей.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ЛЕНТОЧНЫЕ (ПОЛОСКОВЫЕ) РАДИОВОЛНОВОДЫ

Ленточные радиоволноводы стали получать широкое распространение только 3—4 года назад. Ленточные линии во многих случаях могут заменить волноводные и коаксиальные линии на всех волнах длиннее нескольких сантиметров. Возможно применение техники печатных схем для изготовления ленточных деталей и узлов, которые по существу являются плоскими системами. Так, параметры ленточных линий в основном зависят от формы и размеров плоского проводника.

Какими преимуществами и недостатками по сравнению с обычными волноводными и коаксиальными линиями обладают ленточные радиоволноводы?

К преимуществам ленточных волноводов относятся меньшие вес и габариты, значительно меньший расход цветных металлов, а также труда и времени на их изготовление. Важным преимуществом ленточных линий является постоянство стоимости радиосхемы на сантиметровых волнах в производстве независимо от числа и характера элементов, так как схема целиком изготовляется за один прием печатным методом. Еще больше можно удешевить производство, если печатать полосковые узлы и детали на одной плате с низкочастотными элементами, например высокочастотную смесительную головку сантиметрового приемника вместе со схемой усилителя промежуточной частоты.

Недостатками ленточных линий по сравнению с волноводными и коаксиальными являются несколько бóльшие потери, которые включают в себя потери на излучение (полосковая линия неполностью экранирована), а также диэлектрические потери, так как обычно полосковые проводники целиком «погружены» в диэлектрик. Кроме того, пробивная прочность ленточных волноводов несколько ниже, чем у обычных, что затрудняет их применение в мощных

передающих импульсных системах дециметрового и сантиметрового диапазонов. Однако для приемных СВЧ устройств эти недостатки несущественны. Наконец, не все узлы и детали обычного волноводного тракта могут быть выполнены средствами техники полосковых линий.

Хотя изготовление полосковых узлов и деталей отличается большой простотой и экономичностью, расчет их электрических параметров (волнового сопротивления, затухания, параметров неоднородностей и т. п.) встречает большие математические трудности. Поэтому в данной брошюре основное внимание обращено на физику явлений, а необходимые на практике расчетные данные приводятся в виде графиков, таблиц и лишь в отдельных случаях в виде простых формул.

7. РАСПРОСТРАНЕНИЕ ВОЛН И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛЕНТОЧНЫХ ЛИНИЙ

Типы ленточных линий. Ленточные радиоволноводы всевозможных конструкций и видов можно разделить на два основных типа: симметричные и несимметричные. Первые являются плоским видоизменением коаксиальной линии, а вторые — открытой двухпроводной (рис. 28).

Несимметричная линия состоит из ленточного проводника, расположенного над заземленной пластиной. Она является простейшим полосковым волноводом. В симметричной линии полоска металла (в дальнейшем мы ее будем называть «центральным проводником») расположена между параллельными заземленными пластинами на равном расстоянии от них. Симметричная линия характеризуется лучшей экранировкой, т. е. имеет меньшие потери на излучение.

Поскольку как в коаксиальных, так и в открытых двухпроводных линиях основным типом распространяющейся волны является поперечная электромагнитная волна ТЕМ, то естественно предположить, что и в ленточных линиях обоих типов основной волной будет ТЕМ-волна. Действительно, в полосковых волноводах при правильном выборе их размеров может распространяться только один тип волны — поперечная электромагнитная волна ТЕМ.

По конструкции крепления центрального проводника и методу изготовления как симметричные, так и несимметричные линии могут быть пластинчатыми (рис. 29,*а*, *г* и *д*), с диэлектрическими опорами (рис. 29,*б*)

и с опорным диэлектрическим листом (рис. 29,*в*).

Наибольшее распространение в СВЧ системах получила пластинчатая симметричная линия (рис. 29,*а*) из-за простоты и удобства изготовления на ее основе различных уз-

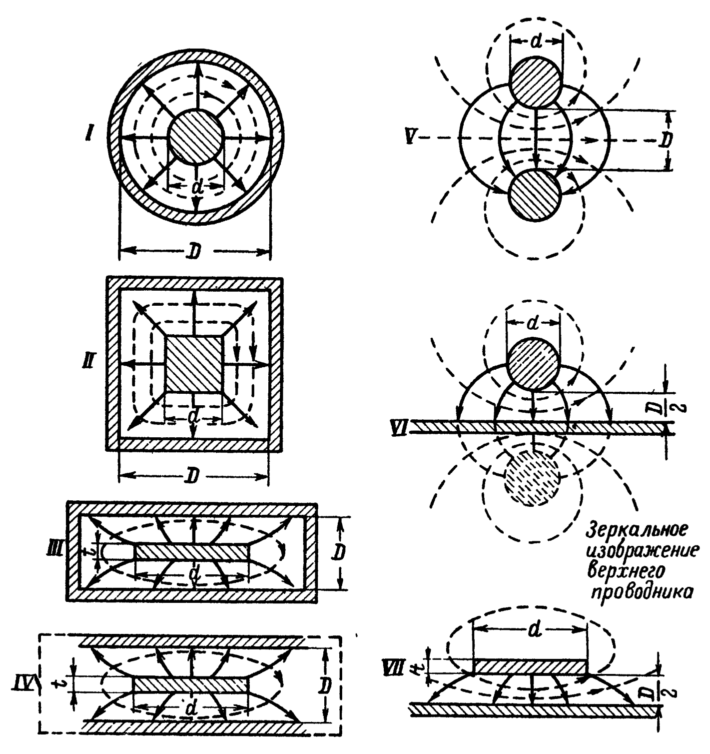


Рис. 28. Видоизменение коаксиальной линии *I* в симметричную полосковую линию *IV* и открытой двухпроводной линии *V* в несимметричную полосковую линию *VII*.

II — квадратная линия; *III* — прямоугольная линия; *VI* — линия типа „провод над землей".

лов сантиметровой схемы. Центральный проводник пластинчатой линии может быть изготовлен из металлической фольги или нанесен на диэлектрик в виде тонкого (0,05—0,1 *мм*) слоя металла печатными методами.

Пластинчатые линии удобны в массовом производстве, а также в радиолюбительской практике. Однако даже при использовании высокочастотных диэлектриков, таких, как

полистирол, полиэтилен, фторопласт, диэлектрические потери в пластинчатых линиях составляют заметную величину, что ограничивает их применение в устройствах, в которых решающим является требование малых потерь.

В линии с диэлектрическими опорами (рис. 29,*б*) металлический проводник толщиной до 1—1,5 *мм* имеет вырезы в месте расположения диэлектрика, благодаря чему волновое сопротивление участков с диэлектриком становится

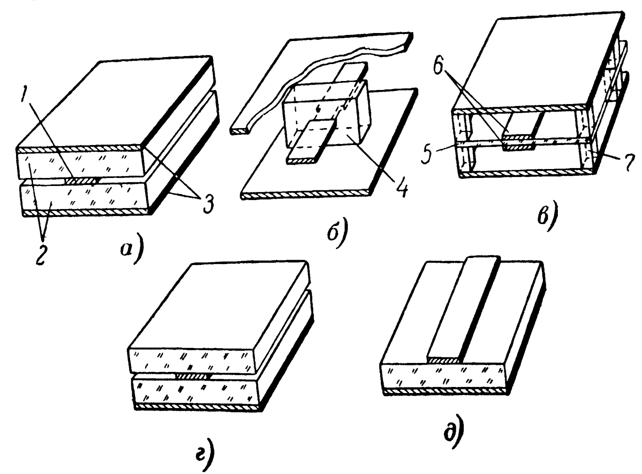


Рис. 29. Разновидности ленточных линий.

а — пластинчатая симметричная линия; *б* — симметричная линия с диэлектрическими опорами; *в* — симметричная линия с опорным диэлектрическим листом; *г* — несимметричная линия („полузакрытая"); *д* — несимметричная линия („открытая"); *1* — центральный проводник; *2* — диэлектрические пластины; *3* — „заземленные" пластины; *4* — диэлектрическая опора центрального проводника, *5* — опорный лист диэлектрика, *6* — две половины центрального проводника; *7* — крепление опорного листа диэлектрика.

равным волновому сопротивлению остальной линии с воздушным диэлектриком.

В линиях с опорным диэлектрическим листом толщину последнего стремятся делать возможно меньшей, насколько позволяет конструктивная прочность. Обычно она равна 0,2—0,5 *см*. На обеих сторонах диэлектрической пластины печатным способом наносят полоски центрального проводника. Обе полоски на входе и выходе системы соединяют параллельно. При этом электрическое поле будет существовать лишь между каждым полосковым проводником и соответствующей заземленной пластиной, а в листе диэлек-

трика будут только краевые поля. Опорный диэлектрический лист укрепляют между заземленными пластинами с помощью металлических или диэлектрических опор.

Линия с диэлектрическими опорами в виде тонких пластинок диэлектрика имеет наименьшие возможные потери из всех типов ленточных волноводов. Несколько бо́льшие, но все еще очень малые потери имеют линии с опорным диэлектрическим листом с двусторонним центральным проводником, а также линии, у которых центральный проводник нанесен только с одной стороны опорного диэлектрического листа, поскольку в них диэлектрик занимает очень небольшой объем линии.

Линии с диэлектрическими опорами и опорным диэлектрическим листом, несмотря на сравнительную сложность изготовления, целесообразно применять в устройствах с высокой добротностью, например для изготовления резонаторов и других резонансных элементов, а также в тех случаях, когда между центральным проводником и заземленными пластинами необходимо вводить посторонние элементы, например поглощающие пластины в переменных аттенюаторах. Кроме того, они наиболее пригодны для устройств, где решающим требованием является малый вес или когда по линии необходимо передавать импульсные сигналы большой мощности.

Несимметричные линии в зависимости от степени диэлектрического заполнения иногда разделяют на «полузакрытые», или линии $^3/_4$ профиля (рис. 29,*г*), и «открытые», или линии половинного профиля (рис. 29,*д*). По аналогии с этим симметричную пластинчатую линию (рис. 29,*а*) называют «закрытой» линией или линией полного профиля.

Открытая полосковая линия (рис. 29,*д*) является самой простой в производстве из всех типов ленточных волноводов. Ее конфигурация позволяет наиболее легко применить методы изготовления печатных схем. Поэтому открытые полосковые линии предпочтительны перед другими, если только можно пренебречь несколько бо́льшими потерями энергии на излучение, чем у симметричных линий.

В дальнейшем большее внимание будет уделено симметричным линиям, поскольку они наиболее широко распространены.

Волновое сопротивление ленточной линии определяется ее емкостью на единицу длины:

$$Z_0 = \frac{\sqrt{\mu\varepsilon}}{3C} \cdot 10^4,$$

где Z_0 — волновое сопротивление, *ом*;

ε и μ — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды;

C — погонная емкость линии, *пф/м*.

Для воздуха и большинства диэлектриков $\mu = 1$. Величины ε для наиболее употребительных диэлектриков даны в табл. 4.

Таблица 4

Материал	Параметр	Частота, *Ггц* (длина волны, *см*)				
		0,1 (300)	0,3 (100)	3 (10)	10 (3)	25 (1,2)
Полиэтилен	ε tg δ	— —	— —	2,26 0,00031	2,26 0,00036	— —
Полистирол	ε tg δ	2,55 0,0001	2,55 0,00035	2,55 0,00033	2,55 0,00043	2,54 0,0012
Фторопласт	ε tg δ	2,1 0,0002	2,1 0,00015	2,1 0,00015	2,8 0,00037	2,8 0,0006
Плексиглас	ε tg δ	2,58 0,0067	— —	2,58 0,0051	2,57 0,0043	2,57 0,0032
Текстолит (хлопчатобумажный)	ε tg δ	3,95 0,05	— —	3,35 0,04	3,25 0,046	— —
Гетинакс	ε tg δ	5,0—6,5* 0,04*	— —	— —	— —	— —
Стекловолокно, связанное фторопластом	ε tg δ	— —	2,8 0,003	— —	— —	— —

* На частоте 1 *Мгц*.

Расчет погонной емкости довольно сложен, так как в полную емкость существенную долю вносят емкости торцов центрального проводника на заземленные пластины, т. е. «краевые» емкости. Чаще погонная емкость определяется экспериментально одним из известных методов.

На рис. 30 в виде кривых приведены значения волнового сопротивления наиболее часто встречающихся симметричных и несимметричных полосковых линий в зависимости

от их геометрических размеров. Эти кривые, строго говоря, пригодны для линий с воздушным заполнением ($\varepsilon=1$) или диэлектриков, полностью заполняющих пространство между заземленными пластинами и центральным проводником. Однако они с успехом могут применяться и для линий

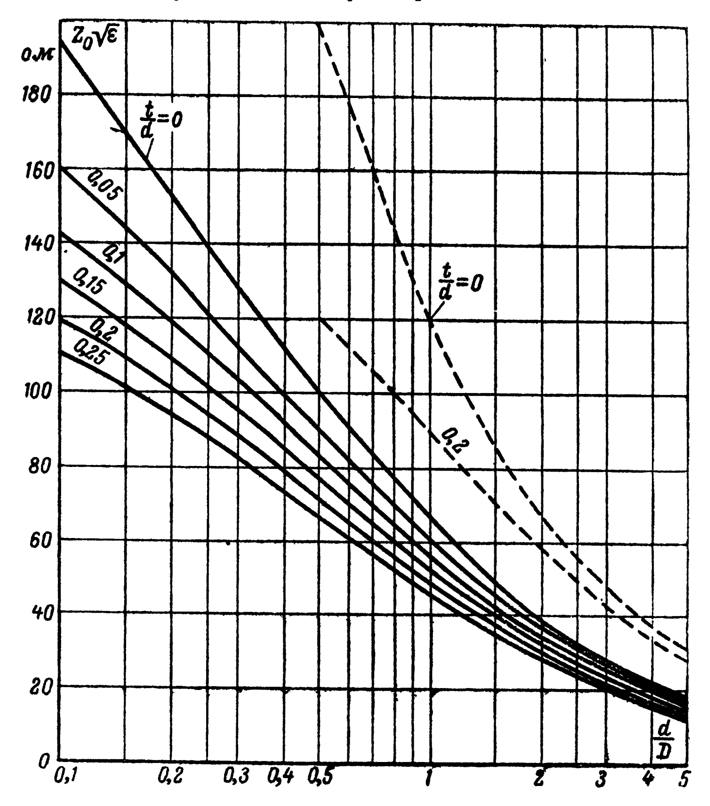


Рис. 30. Зависимость волнового сопротивления полосковых линий от их геометрических размеров (обозначения размеров даны на рис. 28).

Сплошные кривые для симметричной линии (рис. 28, *IV*); штриховые кривые для несимметричной линии (рис. 28, *VII*).

с опорным диэлектрическим листом и диэлектрическими опорами. В этих линиях диэлектрик занимает или небольшую часть пространства (см. рис. 29,*б*) и его влияние на волновое сопротивление компенсировано вырезами в центральном проводнике, или расположен в нейтральной плоскости, где мала концентрация электрического поля

(рис. 29,*в*). Поэтому влиянием его на волновое сопротивление можно пренебречь и считать $\varepsilon = 1$.

Пример. Пользуясь кривыми на рис. 30, определить геометрические размеры несимметричной линии (см. рис. 29,*д*) с волновым сопротивлением 70 *ом*, в которой в качестве диэлектрика используется полистирол.

Пусть толщина центрального проводника $t = 0{,}5$ *мм* и отношение $t/d = 0{,}2$. Тогда ширина центрального проводника

$$d = \frac{t}{0{,}2} = 2{,}5 \text{ мм.}$$

Чтобы определить расстояние до заземленной пластины $D/2$ (см. рис. 28, *VII*), отложим по вертикальной оси $Z_0 \sqrt{\varepsilon} = 70\sqrt{2{,}6} = 112$ и по кривой для $t/d = 0{,}2$ определим $d/D = 0{,}6$. Отсюда

$$\frac{D}{2} = \frac{d}{2}\, 0{,}6 = 2{,}1 \text{ мм.}$$

Ширину заземленной пластины следует взять в 3 — 6 раз больше d.

Затухание в ленточных волноводах α складывается в основном из диэлектрических потерь $\alpha_д$ и потерь в металлических проводниках $\alpha_м$. В случае малых потерь $\alpha = \alpha_д + \alpha_м$. Чтобы снизить величину потерь, необходимо применять высококачественные диэлектрики и проводники с высокой проводимостью (медь, серебро) и гладкими поверхностями. При этом достаточно покрывать любой диэлектрик слоем меди или серебра толщиной всего лишь в несколько микрон, так как высокочастотные токи текут в очень тонком поверхностном слое.

Потери на излучение в полосковых линиях при правильном выборе размеров, как правило, ничтожны. Чтобы уменьшить потери в металле, увеличивают расстояние между заземленными пластинами или ширину центрального проводника. Однако это можно делать, пока указанные размеры не достигнут $\lambda/2$. Если и дальше увеличивать размеры, то резко возрастут потери на излучение.

Количественно затухание ленточных линий сравнимо с затуханием в коаксиальных линиях и волноводах при одинаковых диэлектриках, металлах и примерно равных габаритах. На рис. 31 приведены значения затухания для симметричных ленточных линий с воздушным диэлектриком, коаксиальной линии и прямоугольного волновода. Нетрудно видеть, что затухание ленточного волновода прак-

тически не отличается от соответствующих данных для коаксиальной линии.

Следует заметить, что ленточные линии с воздушным диэлектриком (см. рис. 29,*б* и *в*) при размерах, близких к $\lambda/2$ на самой высокой частоте рабочего диапазона, обладают наименьшими потерями.

Практически кривые на рис. 31 дают значения $\alpha_м$, так как для воздуха $\alpha_д = 0$. Если вместо воздуха в линии используется какой-либо другой диэлектрик, то потери в нем можно учесть по формуле, справедливой для любых линий передачи с волной ТЕМ, в том числе и для ленточных волноводов:

$$\alpha_д = \frac{27{,}3 \sqrt{\varepsilon} \operatorname{tg} \delta}{\lambda} \text{ дб/м},$$

где $\alpha_д$ — потери в диэлектрике, *дб/м*;

λ — длина волны в свободном пространстве, *м*;

ε — относительная диэлектрическая проницаемость среды, заполняющей линию;

$\operatorname{tg} \delta$ — тангенс угла диэлектрических потерь.

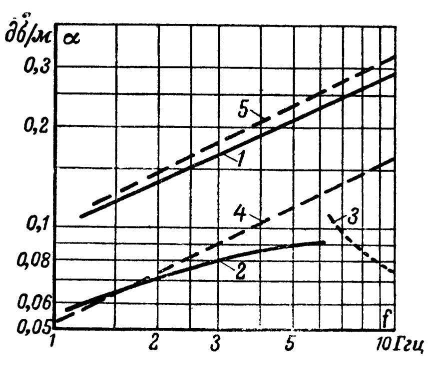


Рис. 31. Затухание в линиях передачи.

1 и *2*—опытные кривые для симметричных ленточных линий с посеребренными пластинами ($Z_0 = 50$ *ом*; $D = 6{,}35$ *мм* для кривой *1* и $D = 12{,}7$ *мм* для кривой *2*); *3*—расчетная кривая для прямоугольного волновода $12 \times 27{,}9$ *мм*, *4* и *5*—расчетные кривые для коаксиальной линии ($Z_0 = 77$ *ом*, диаметр внешнего проводника 12,7 *мм* для кривой *4* и 6,35 *мм* для кривой *5*).

Потери в несимметричных линиях половинного профиля (см. рис. 29,*д*) близки к потерям в коаксиальных линиях с диэлектрическим заполнением и в диапазоне 4—9 *Ггц* также составляют 1—2 *дб/м*, когда заполняющей средой является стеклоткань, связанная фторопластом.

Затухание может заметно возрасти, если полоски металла имеют глубокие шероховатости и неплотно прилегают к диэлектрику. Металлические проводники необходимо приклеивать к диэлектрику клеем с малыми потерями, например полистироловым, или наносить электролитическим путем.

Необходимо подчеркнуть, что если в однородной полосковой линии потери на излучение ничтожны, то вблизи

неоднородностей, например в месте перехода к коаксиальной линии, возле согласующих трансформаторов или кристаллических детекторов, потери могут резко возрасти. Последнее объясняется возникновением высших типов волн в месте неоднородности. Чтобы устранить излучение, подобные места необходимо тщательно экранировать.

Поперечное затухание является важной характеристикой ленточных волноводов, представляя собой затухание ($\alpha_п$) в децибелах на единицу длины в направлении, перпендикулярном продольной оси линии. Знание этой величины позволяет грамотно конструировать узлы и детали радиосхемы с точки зрения отсутствия перекрестных наводок или перекрестной связи при близком расположении нескольких линий. Другими словами, поперечное затухание характеризует величину паразитного излучения в боковом направлении, так как по своей конструкции полосковые волноводы являются неполностью экранированными линиями передачи.

С другой стороны, при конструировании направленных ответвителей и других систем с электрически связанными линиями необходимо знать величину коэффициента связи между линиями, который определяется поперечным затуханием.

Обычно размеры ленточных линий выбирают так, чтобы расстояние D между заземленными пластинами было много меньше $\lambda/2$. В этом случае боковое излучение очень мало и поперечное затухание $\alpha_п$ (*дб/см*) для симметричных линий определяется простым выражением:

$$\alpha_п = \frac{27}{D},$$

где D — расстояние между заземленными пластинами, *см*.

Например, при $D = 4$ *мм* $\alpha_п = 67{,}5$ *дб/см* даже на частоте 10 *Ггц*, так как в этом случае $D = 4$ *мм* $\ll \frac{\lambda}{2} = 15$ *мм*.

Приведенный пример показывает, что центральные проводники двух симметричных ленточных линий с общими заземленными пластинами должны быть разнесены на расстояние порядка $(2 \div 3)\ D$, чтобы отсутствовала паразитная связь между ними.

Если же $D \geqslant \lambda/2$, то возникающие на неоднородностях линии высшие типы волн могут распространяться как

в продольном, так и в поперечном направлениях. При этом поперечное затухание составляет всего несколько децибел на сантиметр, т. е. линия имеет сильное излучение.

Передаваемая мощность в полосковых волноводах ограничивается условиями пробоя и допустимым нагревом диэлектрика. Если пробой диэлектрика определяет предел мощности в импульсе, то нагрев ограничивает сверхвысокочастотную мощность при непрерывной работе или среднюю мощность в импульсном режиме.

Так, например, для полосковой несимметричной линии с шириной центрального проводника 5,6 *мм* и диэлектриком из пропитанной фторопластом стеклоткани толщиной 1,6 *мм* при передаче непрерывных колебаний мощностью 300 *вт* в 10-сантиметровом диапазоне температура поднимается до 70° С при окружающей температуре 20° С. В импульсном режиме на краях центрального проводника возникает корона при мощности в импульсе 15 *квт* на частоте 2 *Ггц*.

Чтобы уменьшить опасность пробоя при импульсной работе, необходимо скруглять все острые края волновода, особенно в местах неоднородностей. Кроме того, для увеличения пробивного напряжения края центрального проводника желательно покрывать диэлектрической краской.

В полосковых линиях с воздушным диэлектриком, например в линиях с опорным диэлектрическим листом (см. рис. 29,*в*), максимальная передаваемая мощность имеет один порядок с мощностью, передаваемой в близкой по габаритам коаксиальной линии, но меньше, чем у соответствующего волновода. Например, в 10-сантиметровом диапазоне при расстоянии между заземленными пластинами D порядка 6 *мм* и волновом сопротивлении 50 *ом* пробоев не наблюдается при пиковых мощностях до 100 *квт*.

Выбор размеров и допусков на изготовление. Размеры ленточных волноводов выбирают такими, чтобы высшие типы волн не могли в них распространяться. Это требование ограничивает максимальные размеры ленточных линий. Оно может быть сформулировано следующим образом: расстояние между заземленными пластинами D и ширина центрального провода d должны быть меньше половины длины волны; центральный проводник должен быть расположен приблизительно в средней части между заземленными пластинами и параллельно им. Последнее существенно для цепей с малыми потерями, где даже небольшое излучение ТЕМ- и ТЕ-волн из-за отсутствия сим-

метрии может заметно снизить добротность системы. Кроме того, чтобы боковое излучение было небольшим даже при наличии неоднородностей, ширина заземленных пластин должна быть в 2—3 раза больше расстояния между ними. Если в отдельных случаях необходимо проверить «протяженность» бокового краевого поля, то это можно сделать, измеряя емкость линии на низких частотах при постепенном увеличении ширины заземленных пластин a. Начиная с некоторой величины a, емкость системы практически не будет увеличиваться. Это и будет границей бокового краевого поля.

На границе краевого поля можно ставить стойки и другие поддерживающие элементы линий с опорными диэлектрическими листами. В этом случае они не будут влиять на характеристики линии.

Для цепей с высокой добротностью жестким является допуск на наклон центрального проводника относительно заземленных пластин. Для большинства применений ленточных волноводов, где потери на излучение несущественны, допуск на центровку и симметрию центрального проводника может быть сделан довольно свободным.

Соотношение между основными размерами ленточных линий t, d и D определяется заданным волновым сопротивлением (см. кривые на рис. 30), а также выбранным типом линии. Ограничение минимальных размеров определяется конструкцией, требованиями к весу и точности изготовления. В частности, уменьшение размеров полосковой линии ограничено допусками на толщину листовых материалов.

Критичность основных размеров ленточных волноводов можно определить с помощью кривых на рис. 30. Например, для несимметричной воздушной линии с диэлектрическими опорами при $d/D=2{,}5$ и $t/d=0{,}2$, что соответствует волновому сопротивлению 50 *ом*, уменьшение расстояния на 10% вызывает рост волнового сопротивления на 7%.

Неоднородности. Рассмотрим влияние некоторых видов неоднородностей, которые часто встречаются в различных узлах радиосхем сантиметрового диапазона волн, на характеристики симметричной ленточной линии.

Возле неоднородностей возбуждается большое количество высших типов волн, но ни одна из них не будет распространяться, поскольку расстояние между заземленными пластинами в симметричных линиях всегда меньше $\lambda/2$.

В ленточных линиях трудно создать неоднородности,

расположенные в поперечной плоскости и широко применяемые в волноводах и коаксиальных линиях (емкостные и индуктивные диафрагмы, резонансные окна, емкостные штыри и т. п.). Другими словами, в полосковых линиях трудно выполнить параллельные реактивности, но легко выполнить последовательные, представляющие собой видоизменение формы центрального проводника. Так, последовательной емкостью является узкий зазор, пересекающий под прямым углом центральный проводник (рис. 32,*а*). Последовательная индуктивность получается

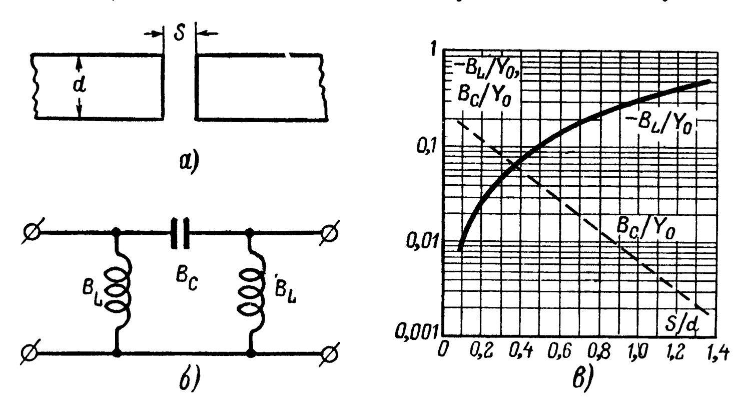


Рис. 32. Параметры схемы замещения для зазора в центральном проводнике симметричной ленточной линии с волновым сопротивлением 50 *ом*.

а — вид сверху на центральный проводник; *б* — схема замещения; *в* — параметры схемы замещения в зависимости от S/d.

путем прорезания прямоугольного или круглого отверстия в центральном проводнике. Параллельная индуктивность образуется при установке на центральный проводник вертикальных штырей. Наконец, для получения параллельной емкости необходимо при определенной длине линии уменьшать расстояние между заземленными пластинами, что весьма неудобно.

Одним из наиболее важных типов неоднородностей в полосковых линиях является емкостный зазор в центральном проводнике, для которого на рис. 32 представлены полученные экспериментальным путем параметры схемы замещения (случай линии, обладающей величиной $Z_0 = 50$ *ом*). Емкостная проводимость $B_C = \omega C$, где C — последовательная емкость, а $\omega = 2\pi f$. Индуктивная проводи-

мость $B_L = -1/\omega L$, где L — параллельная индуктивность. $Y_0 = 1/Z_0$ — волновая проводимость линии.

Для линий с волновым сопротивлением, отличающимся от 50 *ом* на $\pm 10 \div 20\%$, для ориентировочных расчетов можно пользоваться этими же кривыми. Необходимо только для получения значений B_C и B_L умножить результат отсчета по вертикальной оси на величину волнового сопротивления линии и разделить на 50.

8. УЗЛЫ И ДЕТАЛИ НА ЛЕНТОЧНЫХ ВОЛНОВОДАХ

Поскольку волновое сопротивление ленточной линии определяется отношением ширины центрального проводника d к толщине диэлектрика D, то, меняя размер d, можно сравнительно легко получить необходимые величины волнового сопротивления. Поэтому ленточные линии особенно полезны в схемах, где требуется многократное изменение волнового сопротивления (например, в фильтрах).

С другой стороны, хорошо известны трудности при изготовлении таких коаксиальных и обычных волноводных узлов, где имеются разветвления (согласующие трансформаторы, делители мощности, тройники и т. п.). Все эти трудности преодолеваются при изготовлении данных узлов на основе ленточных волноводов методами печатных схем.

Переходы на коаксиальную линию. Выполнить сверхвысокочастотную часть приемника или передатчика полностью на полосковых линиях часто не представляется возможным, так как либо антенна уже имеет коаксиальный или волноводный вход, либо усилитель промежуточной частоты начинается коаксиальной линией, либо, наконец, большинство выпускаемых промышленностью генераторных ламп СВЧ имеет коаксиальные или волноводные выходные цепи. Поэтому весьма важно правильно конструировать и изготовлять переходы с полосковых линий на стандартные коаксиальные линии и прямоугольные полые волноводы.

Наиболее просто получить широкополосный и хорошо согласованный переход на коаксиальную линию можно при равенстве волновых сопротивлений обеих линий. При этом следует по возможности уменьшить возбуждение волн высших типов и переход выполнить так, чтобы искажение поля ТЕМ-волны было минимальным. Последнее требование означает, что в месте перехода не должно

быть резких изменений размеров, а также конструктивных элементов, искажающих поле ТЕМ-волны. Часто именно это обстоятельство оказывается решающим при выборе размеров полосковой линии.

Если же габариты и волновые сопротивления сочленяемых линий резко отличаются друг от друга, то задача конструктора состоит в выборе размеров и положения деталей перехода таким образом, чтобы отражения волн

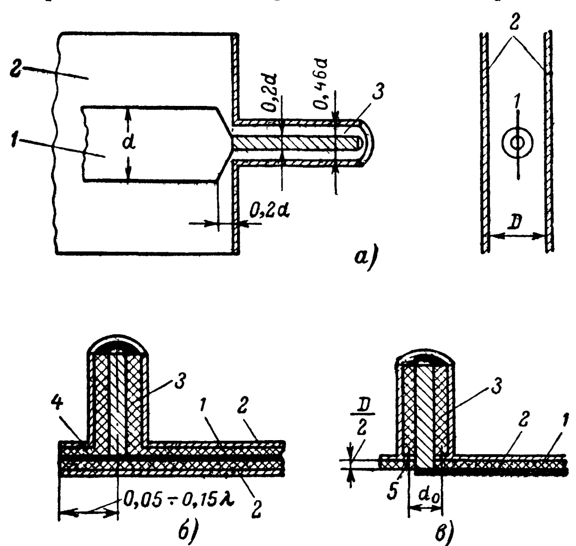


Рис. 33. Коаксиально-полосковые переходы.

а — непосредственный переход коаксиальной линии в симметричную полосковую; *б* и *в* — „перпендикулярные" переходы на симметричную (*б*) и несимметричную (*в*) полосковые линии; *1* — центральный проводник; *2* — заземленные пластины; *3* — коаксиальная линия; *4* — разомкнутый на конце согласующий шлейф длиной 0,05—0,15λ; *5* — отверстие диаметром d_0 для согласования перехода.

от них взаимно компенсировались в широком диапазоне частот.

Несколько зарекомендовавших себя на практике конструкций коаксиально-полосковых переходов показано на рис. 33.

На рис. 33,*а* показан переход с 50-омной симметричной полосковой линии с воздушным диэлектриком на 50-омную коаксиальную линию, обеспечивающий к. с. в. (коэффициент стоячей волны напряжения) менее 1,05 в диапазоне 1,7—7 *Ггц*. Эти данные относятся к следую-

щим размерам линии: $d=16$ *мм* и $D=12,7$ *мм*. Внешняя оболочка коаксиальной линии непосредственно присоединяется к заземленным пластинам *2* полосковой линии, а внутренняя жила коаксиального кабеля переходит в центральный проводник *1* полосковой линии.

На рис. 33,*б* показан так называемый перпендикулярный переход. Его целесообразно использовать, когда волновые сопротивления и размеры коаксиальной и ленточной линий довольно сильно отличаются друг от друга. В этом случае для согласования необходимо применять согласующие элементы, в качестве которых может служить короткозамкнутый на конце четвертьволновый шлейф ленточной линии или разомкнутый шлейф небольшой длины (порядка $0{,}05 \div 0{,}15\lambda$), подбираемой экспериментально при настройке. Переход с коротким разомкнутым шлейфом более широкополосен.

Согласовать переход можно также с помощью ряда проводящих штырьков, соединяющих заземленные пластины, количество и место расположения которых вблизи сочленения линий подбираются опытным путем.

Переходы на несимметричную линию, как правило, выполняются в виде переходов «перпендикулярного» типа. Согласование в них достигается применением шлейфов, разомкнутых или короткозамкнутых на конце, подобных показанному на рис. 33,*б*, или путем подбора диаметра отверстия d_0 в заземленной пластине (рис. 33,*в*). При правильном согласовании перехода, изображенного на рис. 33,*в*, можно получить к. с. в. меньше 1,2 в диапазоне 2—8 *Ггц*, а вносимые потери при этом получаются менее 0,5 *дб*.

Волноводно-полосковые переходы. В диапазоне 3—10 *Ггц* в измерительной аппаратуре большей частью используются прямоугольные волноводы различного поперечного сечения (см. табл. 3). Измерения параметров полосковых линий обычно проводят путем подключения их к стандартным волноводным или коаксиальным измерительным трактам. Поэтому необходимо рассмотреть волноводно-полосковые переходы на симметричные и несимметричные ленточные линии.

Поскольку структура поля в симметричной ленточной линии в принципе не отличается от коаксиальной, то естественным будет пытаться выполнить волноводно-полосковый переход такого же типа, как и коаксиально-волноводный. Одним из лучших коаксиально-волноводных перехо-

дов является штыревой (зондовый), в котором внутренний проводник коаксиальной линии в виде штыря (зонда) входит через широкую стенку в волновод параллельно электрическим силовым линиям.

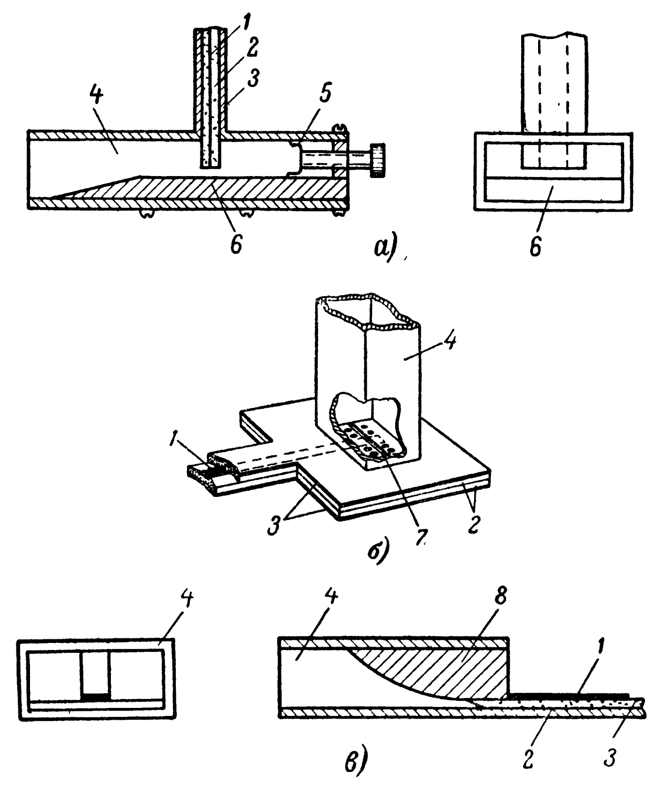


Рис. 34. Волноводно-полосковые переходы.

а — зондовый переход на симметричную ленточную линию; *б* — щелевой переход на симметричную линию; *в* — переход на несимметричную линию с промежуточным П-образным волноводом. *1* — центральный проводник; *2* — заземленная пластина полосковой линии; *3* — диэлектрик полосковой линии; *4* — волновод; *5* — поршень настройки; *6* — металлический клин для согласования волновых сопротивлений волновода и полосковой линии; *7* — щель в заземленной пластине, *8* — гребень П-образного волновода.

Аналогичную конструкцию имеет волноводно-полосковый переход на симметричную ленточную линию, изображенный на рис. 34,*а*. Внутрь волновода входит только небольшой отрезок центрального проводника с диэлектрическими пластинами или без них. Для широкополосной настройки необходимо менять высоту суженной части волно-

вода, положение короткозамыкающего поршня и глубину погружения в волновод центрального проводника полосковой линии.

Совершенно другой тип волноводно-полоскового перехода для симметричной линии (щелевой) показан на рис. 34,*б*. В заземленной пластине полосковой линии перпендикулярно ее продольной оси прорезается щель, излучающая высокочастотную энергию в волновод. Так как щель в заземленной пластине нарушает симметрию ленточной линии, то возникает излучение через боковые стороны диэлектрика из-за возбуждения на щели волны TEM, распространяющейся вдоль и поперек заземленных пластин. Для уничтожения этого излучения замыкают накоротко заземленные пластины несколькими металлическими штырьками (рис. 34,*б*).

Переход рассмотренного типа имеет следующие параметры: длина щели составляет $^{3}/_{5}\lambda$; ширина равна $^{1}/_{20}\lambda$; волновое сопротивление ленточной линии равно 90 *ом*; размеры волновода составляют 25,4×38,1 *мм*. Полосковая линия имеет разомкнутый конец на расстоянии $^{1}/_{10}\lambda_{л}$ от щели. Здесь λ и $\lambda_{л}$ — длины волн соответственно в свободном пространстве и в ленточной линии. Для улучшения согласования перехода в волноводе могут быть установлены согласующие диафрагмы или штыри, размеры и положение которых подбираются экспериментально.

Переходы с прямоугольного волновода на несимметричную ленточную линию более широкополосны и легче выполнимы по сравнению с предыдущими, поскольку структуру волны H_{10} проще преобразовать в TEM-волну несимметричной линии. На рис. 34,*в* показан плавный переход с волновода на несимметричную ленточную линию. Сначала прямоугольное сечение волновода плавно переходит в П-образное и далее в несимметричную линию. Соответственно и структура волны H_{10} постепенно преобразуется в TEM-волну.

Согласованные нагрузки и постоянные ослабители можно изготовлять двумя весьма различными способами.

Первый способ заключается в подклеивании листовых или объемных поглощающих материалов с одной стороны к диэлектрическим пластинам, а с другой — к центральному проводнику ленточной линии.

Поглощающие материалы представляют собой ленты толщиной 0,1—0,2 *мм*, имеющие поверхностное сопротив-

ление порядка 100 *ом/см*². Куски такой ленты определенной формы (рис. 35) вклеиваются описанным выше способом в середину симметричной линии или между центральным проводником и диэлектрической пластиной несимметричной линии.

Подбором формы поглощающей ленты можно обеспечить к. с. в. менее 1,05 в 10—20% полосе частот, а меньше 1,2 — в двукратном и более широком диапазоне частот (например, в диапазоне 800—1 600 *Мгц*). Чем более плавно поглощающий материал «входит» в пространство между центральным проводником и заземленными пластинами; тем лучшим получается согласование.

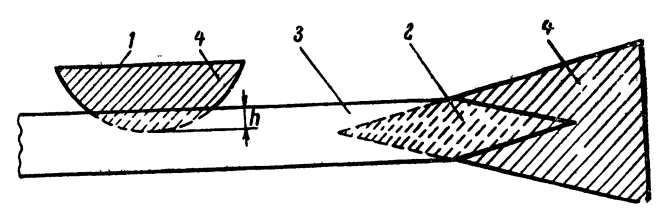


Рис. 35. Постоянный ослабитель и согласованная нагрузка для ленточной линии.

1 — постоянный ослабитель; *2* — согласованная нагрузка; *3* — центральный металлический проводник; *4* — форма поглощающей ленты.

Величина ослабления, даваемого постоянным ослабителем, подбирается путем изменения размеров поглощающей ленты и глубины «погружения» ее на центральный проводник.

Ослабитель, показанный на рис. 35, может дать ослабление до 5—7 *дб*. Если требуется иметь бо́льшую величину поглощения, то следует удалить центральный проводник на определенном участке, заменив его поглощающим материалом, лучше всего металлизированной пленкой. В этом случае величину ослабления можно сделать сколь угодно большой.

Другой способ изготовления полосковых фиксированных ослабителей и оконечных нагрузок заключается в замене центрального проводника на определенной длине тонкой лентой из сплавов высокого сопротивления, например нихрома. Волновое сопротивление линии при этом практически не меняется, а затухание значительно возрастает. Если центральный проводник сделан из нихромовой ленты толщиной порядка 0,03 *мм*, то затухание линии со-

ставляет примерно 20 *дб/м* на частотах около 9 *Ггц*, а в случае посеребренных проводников оно равняется 2 *дб/м*. Здесь следует подчеркнуть, что толщина нихрома сравнима с глубиной проникновения токов, поэтому и затухание столь значительно.

Согласованные нагрузки также могут быть сделаны из нихромовой линии, короткозамкнутой или разомкнутой на конце. Для сокращения размеров целесообразно свертывать их в цилиндр наподобие бумажных конденсаторов или делать в виде плоской спирали. Например, если длина линии равна 1 *м*, то затухание волны при распространении в обе стороны составит 40 *дб*, что соответствует к. с. в., равному 1,02 в весьма широком диапазоне частот.

Чтобы заведомо устранить отражения от места стыка посеребренного и нихромового центральных проводников, их необходимо соединять плавно со скосом длиной, равной 2—3 d.

Описанные выше способы изготовления нагрузок и ослабителей пригодны для ленточных волноводов с твердым диэлектриком. Для линий с воздушным диэлектриком конструкции рассмотренных узлов принципиально не отличаются от коаксиальных и волноводных.

Переменные ослабители для симметричных ленточных линий с твердым диэлектриком выполняются аналогично постоянным. Поглощающая пластина *2* (см. рис. 35) делается подвижной и перемещается относительно центрального проводника полоскового волновода, как ротор переменного конденсатора перемещается относительно статора. По форме этой подвижной пластины в одной из диэлектрических пластин или в обеих пластинах делается вырез соответствующей формы.

В несимметричных линиях, если требуемый коэффициент ослабления небольшой (до 5—10 *дб*), поглотитель можно располагать над центральным проводником, так как вырез в диэлектрике, да еще сложной формы, изготовить довольно трудно.

Если же коэффициент ослабления должен быть большим (30—60 *дб*), то выбор должен быть сделан в пользу ленточной линии с воздушным диэлектриком. В этом случае поглощающий материал вводится между металлическими полосками линии, что обеспечивает значительную величину затухания.

В качестве диэлектрика с большим затуханием на единицу длины применяется низкочастотный феррит, обладаю-

щий очень высокими потерями на сверхвысоких частотах. Лучшими являются никель-цинковые и в особенности никель-цинк-марганцевые ферриты. Последние при одинаковой длине пластины аттенюатора обеспечивают на 10—20 *дб* большее затухание и имеют хорошую температурную стабильность. Феррит здесь не подмагничивается.

Особенности конструкции ферритового аттенюатора рассмотрим на примере ослабителя для высокочастотной головки приемника диапазона 1,7—2 *Ггц*, выполненного на несимметричной линии с воздушным диэлектриком, имеющей следующие размеры: $d=8$ *мм*; $D/2=1{,}6$ *мм*; $t=1{,}6$ *мм*; при этом $Z_0=50$ *ом* (обозначения см. на рис. 28,*VII*).

Опыт показывает, что для получения большой и устойчивой величины затухания при разных положениях ферритовой пластины необходимо обеспечить хороший контакт между ферритом и центральным проводником линии. Если, например, воздушный зазор между ферритом и центральным проводником равен 0,1 *мм*, то затухание уменьшается с 50 до 33 *дб*. Поэтому ферритовую пластину серебрят тонким (порядка 0,025 *мм*) слоем серебра, что обеспечивает при введении ее в зазор хороший контакт с проводниками полосковой линии. При этом серебро должно быть счищено с торцов ферритовой пластины, а также с ее концов на 4—5 *мм* для обеспечения согласования аттенюатора с линией. Ширина ферритовой пластины должна быть на 12—20% больше ширины центрального проводника. Дальнейшее увеличение ширины не приводит к увеличению затухания.

Максимальное ослабление описанного аттенюатора изменяется линейно от 14 до 45 *дб* при увеличении длины пластины феррита от 8 до 30 *мм*. В диапазоне 1,7—2 *Ггц* оно увеличивается в сторону бóльших частот в пределах 10%.

Углы и изгибы ленточных линий. В любой схеме приходится делать повороты ленточных линий как в плоскости полоски (плоскость *H*), так и в перпендикулярном ей направлении. Последние встречаются значительно реже первых и используются для протяженных в одном направлении узлов (поглощающих нагрузок с нихромовыми проводниками, фильтров и пр.), которые для уменьшения габаритов можно свертывать в рулон и помещать в металлический стакан. Подобные изгибы при малой толщине полосковых линий по сравнению с их шириной не дают дополнительных отражений Изгибы в плоскости *H* могут вносить

существенные неоднородности при неправильном их выполнении.

На рис. 36 показано несколько вариантов конструкции поворотов ленточной линии в плоскости *H*. Плавный поворот (рис. 36,*а*) имеет к. с. в. менее 1,2 в широкой полосе частот. Наилучшими оказались изгибы, изображенные на рис. 36,*в*. Они обеспечивают, например, на частоте 4,77 *Ггц* к. с. в., равный 1,04, и имеют потери на излучение около 0,1 *дб*. Если же угол скруглен (пунктир на рис. 36,*в*), то к. с. в. составляет 1,08. При прямоугольном переходе (штрихпунктирная линия на рис. 36,*в*) к. с. в. равен 2.

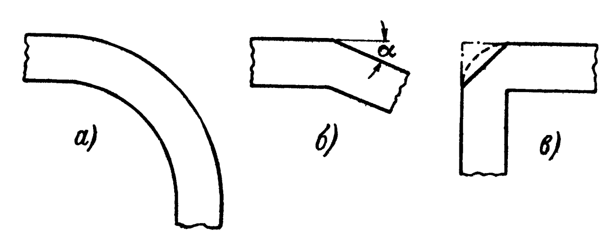


Рис. 36. Углы и изгибы полосковых линий (вид на центральный проводник).

а — плавный поворот центрального проводника; *б* — изгиб под углом α; *в* — прямоугольный изгиб.

Эти данные относятся к несимметричной линии половинного профиля ($d=6$ *мм*; $D/2=1{,}5$ *мм*) с диэлектриком из стекловолокна, пропитанного фторопластом. Примерно такие же показатели сохраняются в широком диапазоне частот и при других размерах, волновых сопротивлениях и типах полосковых линий.

Приведенные на рис. 36,*б* изгибы не вносят заметных отражений при углах α, не превышающих 10—30°.

Согласующие трансформаторы и другие элементы согласования. Для согласования произвольной нагрузки с полосковой линией применяются параллельные и последовательные шлейфы, изображенные на рис. 37 со стороны центрального проводника. Параллельные шлейфы могут быть разомкнутыми или замкнутыми на конце (рис. 37,*а* и *б*). Последнее достигается установкой металлической шпильки, замыкающей центральный проводник с заземленными пластинами на конце шлейфа.

Реактивное сопротивление параллельного шлейфа путем изменения его длины можно сделать либо индуктивным,

либо емкостным. При увеличении длины короткозамкнутого шлейфа l от нуля до $\frac{\lambda_л}{4}$ (длина волны в полосковой линии с учетом диэлектрика) параллельное индуктивное сопротивление изменяется от нуля до своего максимального

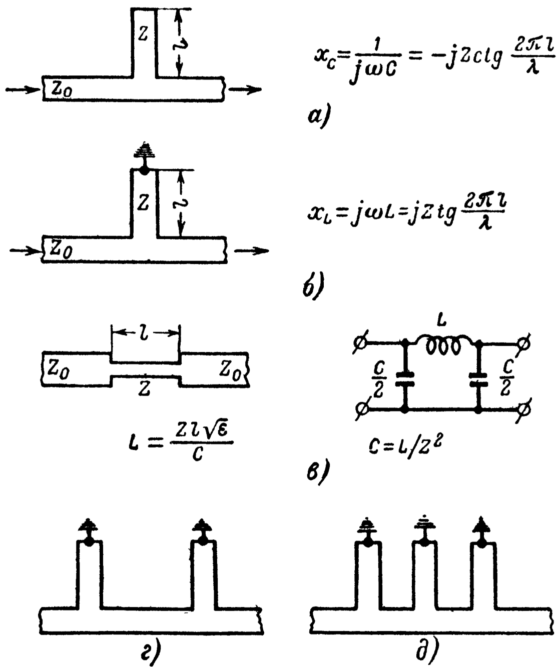


Рис. 37. Шлейфы и согласующие трансформаторы для полосковой линии.

а — параллельный разомкнутый на конце шлейф (параллельная емкость при $l < \frac{\lambda_л}{4}$); *б* — параллельный короткозамкнутый на конце шлейф (параллельная индуктивность при $l < \frac{\lambda_л}{4}$); *в* — последовательный шлейф (индуктивность при $l < \frac{\lambda_л}{4}$); *г* — двухшлейфовый трансформатор с короткозамкнутыми на конце шлейфами; *д* — трехшлейфовый трансформатор с короткозамкнутыми на конце шлейфами.

значения, определяемого потерями в ленточной линии, из которой состоит шлейф. Аналогично параллельное емкостное сопротивление разомкнутого шлейфа при изменении его длины от 0 до $\frac{\lambda_л}{4}$ меняется от нуля до максималь-

ной величины, несколько меньшей, чем в случае короткозамкнутого шлейфа, из-за потерь энергии на излучение на конце. Применять шлейфы длиннее $\frac{\lambda_л}{4}$ не рекомендуется, так как в этом случае сужается полоса частот, в которой можно получить удовлетворительное согласование.

Волновое сопротивление шлейфов Z, как правило, берут равным волновому сопротивлению основной линии. На рис. 37 приведены формулы для расчета реактивного сопротивления шлейфов X. Следует иметь в виду, что при длине шлейфов l, близкой к четверти длины волны волновода, эти формулы не верны.

Последовательные шлейфы (рис. 37,*в*) представляют собой отрезки полосковой линии с волновым сопротивлением Z, бо́льшим или меньшим волнового сопротивления основной линии Z_0, и длиной l, меньшей $\frac{\lambda_л}{4}$. Схема замещения их представляет собой последовательную индуктивность, шунтированную небольшими емкостями $C/2$, возникающими вследствие резкого изменения ширины центрального проводника. Часто при расчете величины индуктивного сопротивления ими можно пренебречь.

На полосковых линиях могут быть сконструированы двух- и трехшлейфовые трансформаторы (рис. 37,*г* и *д*). Двухшлейфовые трансформаторы представляют собой два параллельных шлейфа, расположенных вдоль ленточной линии на расстоянии $\frac{\lambda_л}{8}$ один от другого, причем длину каждого из них можно менять от 0 до $\frac{\lambda_л}{2}$. Трехшлейфовые трансформаторы имеют три шлейфа, расположенные вдоль основной линии на расстоянии $\frac{\lambda_л}{4}$ друг от друга.

Согласующие трансформаторы включаются непосредственно перед нагрузкой линии. Подбором длины всех шлейфов добиваются хорошего к. с. в. в тракте от источника колебаний до трансформаторов.

Наибольшее распространение получили трехшлейфовые трансформаторы, поскольку с их помощью можно согласовать в том или ином диапазоне частот любое нагрузочное сопротивление.

Согласование ленточных линий с разными волновыми сопротивлениями благодаря различной ширине централь-

ного проводника производится путем плавного изменения его ширины d на длине линии, равной $(5 \div 20)d_1$, где d_1 — ширина центрального проводника линии с меньшим Z_0.

Необходимо подчеркнуть, что для цепей с распределенными постоянными, к которым относятся ленточные линии, все формулы и схемы замещения, где производится замена распределенных параметров сосредоточенными, являются весьма условными и приближенными. Поэтому при изготовлении различных узлов приходится расчетные данные в той или иной степени корректировать, подбирая размеры экспериментально.

Детекторные секции. При многих измерениях, а также при наладке узлов, собранных на ленточных линиях, необходимы индикаторы высокочастотной энергии. Широко распространен индикатор в виде детекторной секции или, как ее иногда называют, детекторной головки, представляющей собой кристаллический детектор, согласованный с полосковой линией и имеющий устройство для вывода постоянной или низкочастотной составляющей продетектированного высокочастотного тока на измерительный прибор или осциллограф.

Как и в любых других линиях передачи, в детекторной секции на полосковой линии должно быть короткое замыкание по постоянному току со стороны высокочастотного тракта, не влияющее на прохождение высокочастотной энергии к детектору. С другой стороны, высокочастотное поле не должно проникать в цепи низкой частоты. Наконец, конструкция детекторной секции должна быть такой, чтобы можно было использовать кристаллические детекторы, предназначенные для работы на СВЧ в коаксиальных линиях и волноводах. На рис. 38 схематически показаны два вида детекторных головок.

В конструкции, изображенной на рис. 38,*а*, детектор помещен в боковом плече ленточной линии. Короткозамыкающий поршень *7* обеспечивает не только подстройку детекторной головки по высокой частоте на минимальный к. с. в. по диапазону, но и замыкание низкочастотной цепи по постоянному току. «Короткое замыкание» токов сверхвысокой частоты после детектора осуществляется с помощью цилиндрического конденсатора *5* сравнительно большой емкости со слюдяным или воздушным диэлектриком. Этот конденсатор нисколько не препятствует прохождению постоянного или низкочастотного продетектированного тока к измерительному прибору. Детекторную секцию

подобного типа целесообразно использовать в том случае, если требуется хороший к. с. в. в узкой полосе частот и эту полосу необходимо «смещать» по диапазону.

На рис. 38,*б* показана широкополосная неперестраиваемая детекторная секция, которая может быть выполнена как на симметричной, так и на несимметричной ленточных линиях. Замыкание цепи постоянной составляющей проис-

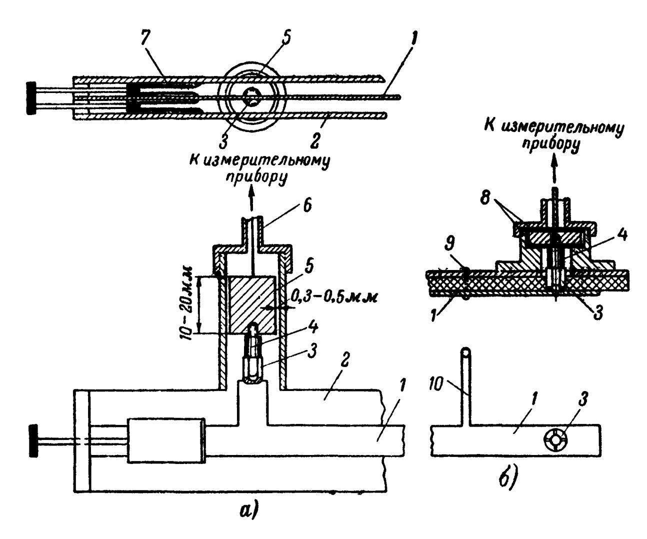


Рис. 38. Детекторные секции на ленточных линиях.
а — перестраиваемая головка с детектором в боковом плече; *б* — широкополосная неперестраиваемая детекторная головка; *1* — центральный проводник; *2* — нижняя заземленная пластина; *3* — гнездо для вставки детектора; *4* — детектор; *5* — зазор цилиндрического конденсатора для короткого замыкания высокочастотного напряжения; *6* — низкочастотный коаксиальный выход; *7* — поршень настройки; *8* — слюдяные прокладки; *9* — короткозамыкающая шпилька; *10* — шлейф подстройки с короткозамыкающей шпилькой на конце.

ходит путем установки металлической шпильки *9* на конце четвертьволнового шлейфа, выполненного на полосковой линии с высоким волновым сопротивлением. Место подключения шлейфа и его волновое сопротивление подбираются экспериментально. Замыкание по высокой частоте достигается применением цилиндрического конденсатора или с помощью плоского конденсатора.

Замыкание по постоянному току, не влияющее на распространение высокочастотной энергии по ленточной линии, можно осуществить с помощью тонкой, лучше—сталь-

ной проволочки, протянутой в местах отсутствия электромагнитного поля линии.

При измерениях в ленточных трактах можно также использовать стандартные коаксиальные и волноводные детекторные секции, подключая их к полосковой линии соответственно через коаксиально-полосковый или волноводно-полосковый переход.

Направленные ответвители на полосковых линиях широко применяются вместо измерительных линий в индикато-

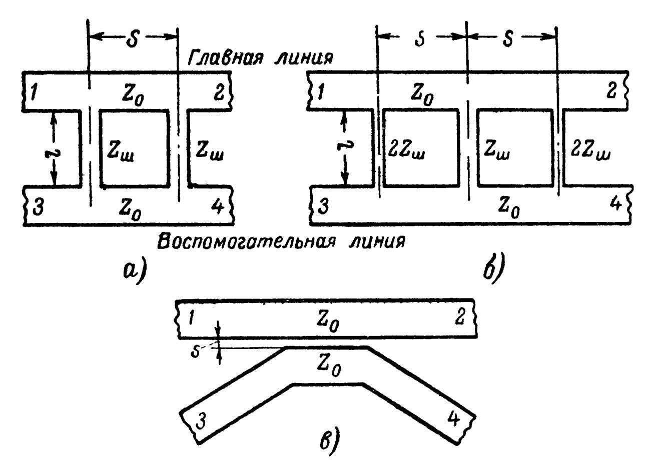


Рис. 39. Форма центральных проводников направленных ответвителей на полосковых линиях.

а — центральный проводник двухшлейфового ответвителя; *б* — то же трехшлейфового ответвителя, *в* — то же ответвителя на связанных линиях; *1* — от генератора; *2* — к нагрузке; *3* — ответвление отраженной волны; *4* — ответвление падающей волны.

рах отраженной волны, индикаторах высокочастотной мощности СВЧ генераторов и в других случаях, где необходимо «отобрать» часть падающей или отраженной волны.

Желание выполнить направленный ответвитель только путем изменения формы центрального проводника приводит к конструкциям, изображенным на рис. 39.

Среди многих типов и разновидностей ответвителей в технике полосковых линий наиболее широко применяются так называемые шлейфовые направленные ответвители (рис. 39,*а* и *б*), являющиеся аналогом волноводных ответвителей соответственно с двумя и тремя отверстиями связи. Это объясняется тем, что они удобны в изготовлении,

сравнительно легко поддаются расчету, причем экспериментальные результаты хорошо согласуются с теорией.

В ответвителях на связанных полосковых линиях (рис. 39,*в*) переход высокочастотной энергии из главной линии (*1—2*) во вспомогательную (*3—4*) осуществляется за счет близости расположения линий.

Свойства направленных ответвителей характеризуются двумя параметрами: степенью связи, равной выраженному в децибелах отношению сверхвысокочастотной мощности на выходе *4* к мощности на входе *1*, а также направленностью, определяемой отношением СВЧ мощности падающей волны, идущей в направлении *4*, к мощности отраженной волны, идущей в направлении *3*.

В шлейфовых ответвителях между главной и вспомогательной линиями, имеющими волновое сопротивление Z_0, используются ленточные волноводы с волновым сопротивлением $Z_ш$, в несколько раз бо́льшим Z_0. Связь в таких ответвителях практически не зависит от частоты и может быть сделана весьма большой без появления нежелательной отраженной волны в главной линии. Величина степени связи γ (в децибелах) может быть подсчитана по простой формуле:

$$\gamma = -20 \lg \frac{Z_ш}{Z_0},$$

пригодной как для двух-, так и для трехшлейфовых направленных ответвителей. В последнем случае $Z_ш$ относится к средней ветви, а крайние шлейфы имеют $Z = 2Z_ш$. Чем меньшему количеству децибел равна величина γ, тем больше связь.

Регулировать связь в шлейфовых направленных ответвителях можно путем изменения $Z_ш$, а также длины шлейфа l. Обычно берут длину шлейфа равной $\frac{\lambda_л}{4}$ на средней частоте рабочей полосы. Максимальная направленность получается при расстоянии S между шлейфами, примерно равном $\frac{\lambda_л}{4}$. Она снижается при увеличении или уменьшении этого расстояния.

Трехшлейфовые направленные ответвители оказываются значительно более широкополосными по сравнению с двухшлейфовыми.

В направленных ответвителях на связанных полосковых линиях связь и направленность определяются расстоянием s между центральными проводниками главной и вспомогательной линий, причем общая длина, на протяжении которой осуществляется переход электромагнитной волны из одной линии в другую, берется равной $\lambda_л/4$ для средней частоты рабочего диапазона. В этом случае ответвленная мощность, а следовательно, и связь при данном s максимальны. Так, для ответвителя диапазона 1 *Ггц*, у которого волновое сопротивление главной и вспомогательной линий равно 50 *ом*, при увеличении s от 0,8 до 12,7 *мм* связь изменяется от —32 до —45 *дб*, а направленность — от —22 до —11 *дб*.

Направленные ответвители на связанных полосковых линиях более широкополосны, чем шлейфовые, и могут работать в диапазоне до 3 : 1. Однако заранее рассчитать их свойства трудно.

Резонаторы и их связь с полосковыми линиями. Выбор конструкции резонатора, будет ли он сделан из отрезков ленточной линии того или иного типа или будет иметь вид обычного объемного резонатора, определяется в основном добротностью и требуемым диапазоном перестройки резонансной частоты. В ряде случаев важным требованием является стабильность резонансной частоты при изменениях температуры и влажности.

Прежде чем рассматривать типы и свойства резонаторов, заметим, что для их изготовления обычно используются симметричные линии с воздушным диэлектриком, позволяющие получить значительную добротность благодаря малым диэлектрическим потерям, а также широкий диапазон механической перестройки. Для устранения бокового излучения на расстоянии $(2 \div 3)D$ от центрального проводника ставят сплошные металлические полоски, замыкающие заземленные пластины.

Одним из простейших резонаторов является короткий отрезок симметричной ленточной линии с диэлектрическими опорами длиной $\lambda_{мин}/2$ или $\lambda_{мин}$ с разомкнутыми концами (рис. 40,*а*), где $\lambda_{мин}$ — минимальная длина волны диапазона перестройки. Диэлектрические опоры для уменьшения потерь помещаются в месте расположения минимума напряжения, т. е. на расстоянии $\lambda/4$ от разомкнутых концов на средней частоте диапазона. При размерах

$d = D = 10$ *мм* и $t = 1$ *мм* были получены значения добротности резонатора Q от 450 до 3 000 на волне длиной около 4,5 *см*.

Настройку резонатора в сравнительно узких пределах можно производить введением диэлектрика между пластинами или путем ввинчивания емкостного винта через заземленную пластину в месте, где образуется пучность напряженности электрического поля, т. е. на расстоянии $\lambda/2$ от разомкнутого конца. В последнем случае возможно возбуждение излучаемых видов колебаний и в связи с этим резкое снижение добротности.

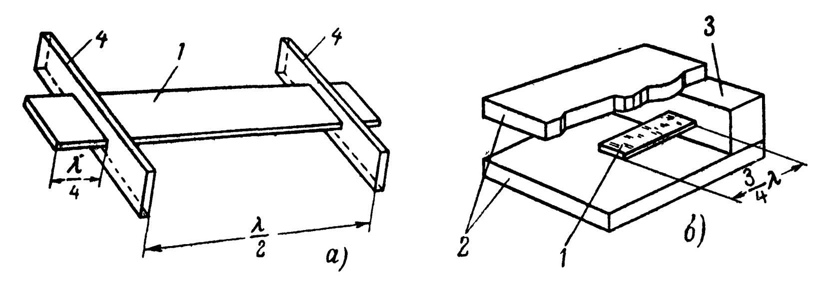


Рис. 40. Резонаторы из отрезков ленточных линий.

а — из разомкнутой на концах линии; *б* — из короткозамкнутой на одном конце линии; *1* — центральный проводник; *2* — заземленные пластины; *3* — короткозамыкающий брусок; *4* — компенсированные диэлектрические опоры.

С точки зрения надежности и стабильности работы, а также простоты конструкции лучшей является система настройки с введением диэлектрика, так как при этом отсутствуют контакты, вызывающие потери энергии, а потери при использовании фторопласта или полистирола невелики, если диэлектрик занимает небольшую часть пространства между центральным проводником и заземленными пластинами резонатора.

Значительно более широкий диапазон настройки можно получить путем изменения длины центрального проводника резонатора (рис. 40,*б*). В этом случае один конец центрального проводника разомкнут, а другой короткозамкнут и перестройка осуществляется путем выдвижения полоски металла в полость между заземленными пластинами или путем перемещения короткозамыкающего поршня при неподвижной центральной полоске. Успех решает хороший контакт центрального проводника в месте короткого замыкания на заземленные пластины.

Связь с резонаторами обычно осуществляется путем

устройства емкостного зазора между центральным проводником резонатора и входной или выходной полосковой линией. Полосковые линии вводятся в резонатор в месте образования пучности электрического поля, т. е. на расстоянии $\lambda_0/4$ или $^3/_4\lambda_0$ от короткозамкнутого конца центрального проводника резонатора.

Если требуемая добротность велика (порядка 5000—10000), то приходится отказаться от полосковых резонаторов и применять обычные объемные резонаторы. К ним только необходимо сделать ленточные вводы и выводы энергии. Заземленные пластины припаивают к оболочке резонатора, а центральный проводник длиной несколько меньше $\lambda/4$, подбираемой экспериментально, вводится сквозь отверстие в резонаторе в пучность электрического поля нужного типа колебаний. Центральный проводник полосковой линии внутри резонатора выполняет роль емкостного штыря; его располагают параллельно силовым линиям электрического поля. Длина штыря, определяющая величину связи с резонатором, подбирается экспериментально.

Для осуществления магнитной связи центральный проводник полосковой линии вводится в пучность магнитного поля и замыкается на конце на резонатор. В результате образуется петля связи.

Наконец, резонаторы с малой добротностью можно сделать на любых однородных ленточных линиях, включая на расстоянии порядка $\lambda/2$ какие-либо неоднородности, например штыри, замыкающие центральный проводник с заземленными пластинами. Такие резонаторы на несимметричных полосковых линиях с диэлектриком из стеклоткани, пропитанной фторопластом, имеют добротность около 100.

Кольцевые распределители. Из мостовых схем СВЧ наибольшее распространение в технике ленточных линий получили кольцевые распределители из-за чрезвычайной простоты их изготовления по сравнению с аналогичными волноводными и коаксиальными устройствами.

На рис. 41,*а* показана форма центрального проводника такого разветвителя. Для обеспечения лучшего согласования волновое сопротивление кольца делают в $\sqrt{2}$ раз бо́льшим волнового сопротивления боковых ветвей. На более длинных волнах, где размеры кольца становятся большими, для уменьшения габаритов «боковые» плечи *3* и *4* удобно располагать внутри кольца, если к ним, например,

присоединяются кристаллические детекторы балансного (двухтактного) смесителя.

Кольцевой распределитель может быть выполнен и из прямоугольных отрезков ленточных линий, как это показано на рис. 41,*б*.

По принципу действия кольцевые распределители являются узкополосными устройствами. Это — их самый существенный недостаток по сравнению с другими мостовыми схемами. Однако удовлетворительные характеристики могут быть получены и здесь в диапазоне частот, доста-

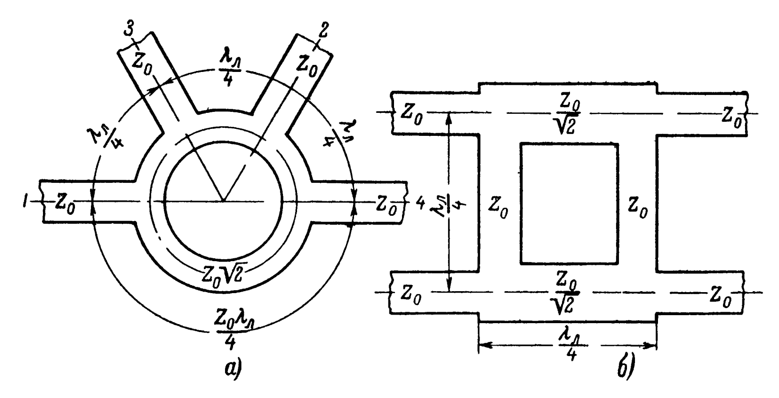


Рис. 41. Форма центрального проводника ленточных кольцевых распределителей.

а — распределитель обычного типа; *б* — распределитель на прямых отрезках ленточных линий.

точном для многих практических случаев. Например, распределитель, изображенный на рис 41,*а*, в 3-сантиметровом диапазоне волн обладает следующими свойствами: ослабление энергии при переходе из плеча *1* в плечи *3* и *4* составляет 3±0,5 *дб* в полосе частот 8,3—10 *Ггц*, а при переходе из плеча *1* в плечо *2* оно более 20 *дб* в той же полосе и больше 30 *дб* в полосе частот 8,9—9,3 *Ггц*. При этом согласованность характеризуется значением к. с. в. в плече *1* менее 1,4 на всех частотах диапазона 8,3—10 *Ггц*.

На полосковых линиях могут быть построены и мосты, сходные по своим свойствам с волноводными «магическими» Т, рассмотренными выше. Рабочая полоса частот их может превышать 2 : 1. Конструкция полосковых Т-мостов значительно сложнее, чем кольцевых.

Смесители. Все элементы, необходимые для сборки

смесителя приемника, были рассмотрены выше. Это — детекторные секции, направленные ответвители и кольцевые распределители.

Например, однотактный смеситель можно получить, подключая ко входу *1* направленного ответвителя (см. рис. 39) антенну, ко входу *2* — детекторную головку, к линии *3* — гетеродин, а к линии *4* — поглощающую нагрузку. Степень связи ответвителя должна быть порядка 20 *дб*. Тогда принимаемый сигнал не будет заметно ответвляться в плечо *4*. Сигнал промежуточной частоты с коаксиального выхода детектора подается непосредственно на усилитель промежуточной частоты.

На кольцевом распределителе удобно сделать балансный смеситель. К плечам *3* и *4* (рис. 41,*а*) подключают одинаковые детекторные секции со специально подобранными кристаллическими детекторами, имеющими примерно идентичные характеристики. К плечу *2* присоединяется гетеродин, а к плечу *1* — антенна (через резонатор и аттенюатор).

Гетеродин проще всего собрать на клистроне (в сантиметровом диапазоне волн) или металлокерамическом триоде (на дециметровых волнах). Коаксиальные выходы этих генераторов присоединяют к ленточному тракту через коаксиально-полосковые переходы.

Антенны и делители мощности. Для передачи и приема дециметровых и сантиметровых волн могут быть использованы обычно применяемые в этих диапазонах антенны. Для их подключения к аппаратуре на полосковых линиях должны быть применены коаксиально-полосковые или волноводно-полосковые переходы. Подобные антенны широко описаны в литературе, и мы их рассматривать не будем. Здесь же мы на одном примере покажем, как с помощью полосковой техники можно сделать остронаправленные антенны, эффективно работающие даже на коротких волнах порядка 3 *см*.

Прежде всего отметим один из основных принципов антенной техники, заключающийся в том, что свойства антенны при излучении радиоволн, т. е. направленность, широкополосность, волновое сопротивление и пр., остаются неизменными при использовании ее в качестве приемной, если в антенне нет ферритовых или других нелинейных элементов. Основываясь на этом принципе взаимности, в дальнейшем мы будем рассматривать только передающие антенны

Вернемся к рис. 34,*б*. Если убрать волновод *4*, то излучающая щель *7* будет простейшей «полосковой» щелевой антенной. Если из таких щелей составить решетку и подать к каждой щели в одинаковой фазе высокочастотную энергию, то получится остронаправленная антенна. Свойства такой антенны аналогичны свойствам решетки, состоящей из полуволновых диполей. Чем больше синфазных элементов имеет антенна, тем выше ее направленность.

На рис. 42,*а* показана антенная решетка, состоящая из 16 щелей, предназначенная для работы на частотах 9,375±5% *Ггц*, а на рис. 42,*б* — форма центрального проводника полоскового делителя мощности для ее питания, выполненного на симметричной ленточной линии. Светлыми точками показаны металлические штыри, замыкающие заземленные пластины для предотвращения бокового паразитного излучения.

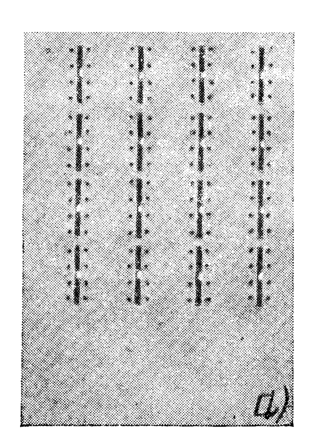
В плоскости *H* (вертикальная для рис. 42,*а*) расстояние между центрами щелей равно 1,92λ; ширина главного лепестка характеристики направленности на уровне половинной мощности от максимума составляет 10°. В плоскости *E* (горизонтальная для рис. 42,*а*) расстояние равно 1,8λ, а ширина характеристики равна 11,7°. Многоэлементные антенны для другого диапазона волн могут быть выполнены при пропорциональном изменении приведенных здесь данных.

Антенные решетки на сантиметровых волнах в последнее время применяются сравнительно редко, в частности потому, что сложно сделать многочисленные разветвления основной питающей полой волноводной или коаксиальной линии. Эти трудности преодолеваются при использовании полосковых линий.

Рассмотрим подробнее делитель мощности, показанный на рис. 42,*б*. Он может быть разбит на два делителя: прогрессивный, отдельно показанный на рис. 43,*а*, и так называемый «двукратный» (рис. 43,*б*).

Прогрессивный делитель позволяет осуществить ответвление любого количества одинаковых порций СВЧ энергии, если затухание в нем пренебрежимо мало. Важно только, чтобы электрическая длина каждой ветви отличалась от другой на кратное число длин волн в полосковой линии $\lambda_л$. Тогда амплитуда и фаза в каждом щелевом элементе антенны будут одинаковыми.

Выбрать волновые сопротивления ответвленной и



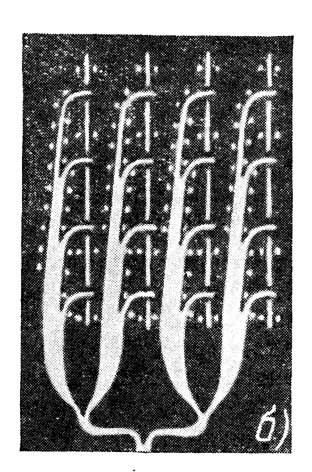
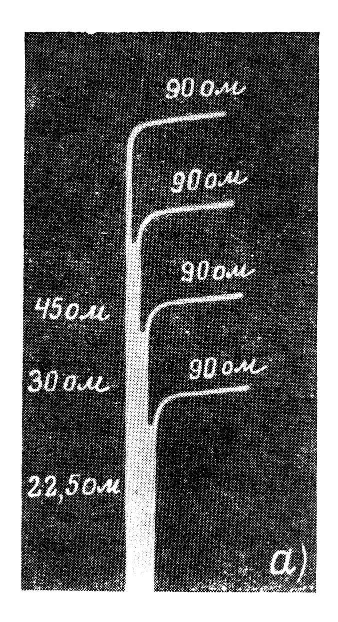


Рис. 42. Щелевая многоэлементная антенна на симметричных полосковых линиях (*а*) и форма центрального проводника ее делителя мощности (*б*).



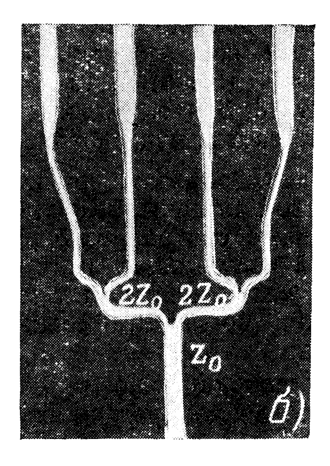


Рис. 43. Форма центрального проводника прогрессивного (*а*) и „двукратного" делителя сверхвысокочастотной мощности (*б*).

основной линий можно по формуле для параллельного соединения:

$$\frac{1}{Z_{общ}}=\frac{1}{Z_1}+\frac{1}{Z_2},$$

где $Z_{общ}$ — волновое сопротивление общей линии, а Z_1 и Z_2 — волновые сопротивления соединяемых параллельно линий.

Коэффициент стоячей волны такого разветвителя меньше 1,15 в рабочем диапазоне антенны. Заметим, что ответвленные линии должны быть как бы продолжением основной (рис. 43,*а*), а не присоединяться к ее боковой стороне. В последнем случае к. с. в. разветвления составляет 1,25—1,3, а в первом случае он менее 1,15.

В „двукратном" делителе обычно стремятся электрическую длину каждой ветви сделать одинаковой. В точках разветвления к общей линии, имеющей волновое сопротивление $Z_{общ}$, присоединяют линии с волновым сопротивлением $Z=2Z_{общ}$. Последние выполняются так, чтобы их волновое сопротивление постепенно уменьшалось, достигая у следующей точки разветвления величины $Z_{общ}$. Однако „двукратный" делитель может быть сделан и из линий с одинаковым волновым сопротивлением. Тогда расстояние между последующими точками деления должно быть кратным нечетному числу $\lambda_л/4$.

Если же необходимо разделить СВЧ мощность на 3, 5 и т. д. частей, то к точке разветвления должны подходить 3, 5 и т. д. линий, имеющих волновое сопротивление соответственно $3Z_{общ}$, $5Z_{общ}$ и т. д.

Таким образом, при конструировании многоэлементной щелевой антенны, выполненной на полосковых линиях, необходимо сначала экспериментально подобрать размеры одной излучающей щели так, чтобы к. с. в. в питающей одиночной линии был меньше 1,5—2. Затем, используя делители мощности, можно конструировать антенные решетки.

Фазовращатели. В ряде волноводных схем, а также при некоторых измерениях на сверхвысоких частотах необходимо иметь элементы, электрическую длину которых можно было бы плавно менять. При этом их геометрическая длина должна оставаться неизменной. Такими элементами являются фазовращатели.

Например, при питании многоэлементной щелевой антенны, рассмотренной в предыдущем разделе, высокочастотную энергию к щелям необязательно подводить в фазе. Если фаза электромагнитных волн, приходящих к каждой щели, не одинакова, а изменяется по определенному закону, то можно получить уменьшение направленности и поворот направления максимального излучения, что в некоторых случаях необходимо. Такое изменение фазы можно осуществить с помощью фазовращателей, включенных в линию передачи непосредственно перед каждой щелью. Конечно, подобную операцию можно производить, если число излучающих элементов в антенне невелико.

Работа большинства фазовращателей основана на том, что длина волны в диэлектрике меньше, чем в свободном пространстве.

Конструктивно регулируемый фазовращатель на ленточных линиях может быть выполнен так же, как и переменный ослабитель, схематически изображенный на рис. 35. Только вместо поглощающей пластины используется диэлектрик с малыми потерями, который плавно вдвигается между центральным проводником и заземленной пластиной ленточной линии в соответствующий вырез ее диэлектрика. Длину подвижной диэлектрической пластины определить несложно. Обычно фазовращатель должен изменять электрическую длину линии на λ_0, т. е. менять фазу на 360° на самой длинной волне рабочего диапазона. Тогда длина диэлектрической пластины l будет равна $\lambda_0/(\sqrt{\varepsilon}-1)$, где ε — диэлектрическая постоянная.

Чтобы уменьшить отражения от подвижной пластины, ее делают с плавными скосами на концах и из того же диэлектрического материала, что и изоляция между центральным проводником и заземленной пластиной ленточной линии.

Ферриты в ленточных линиях. Все большее распространение в сверхвысокочастотной технике получают так называемые невзаимные и управляемые устройства. В них наиболее широко применяются ферриты. Невзаимные устройства отличаются тем, что их характеристики для электромагнитной волны, распространяющейся в прямом и обратном направлении, совершенно различны.

Одним из простейших и вместе с тем одним из наиболее распространенных управляемых устройств является ферритовый ослабитель с подмагничиванием. Он представляет собой отрезок волновода или ленточной линии, куда опре-

деленным образом помещена ферритовая пластинка. Здесь нет невзаимных явлений: электромагнитная волна ослабляется одинаково при прохождении через ослабитель в прямом и обратном направлении.

Наиболее просто подобный ферритовый ослабитель можно сконструировать на несимметричной ленточной линии. Ферритовая пластинка прямоугольной формы, имеющая в диапазоне 3—10 *см* сечение площадью в несколько квадратных миллиметров и длину в несколько сантиметров, помещается между центральным проводником и заземленной пластиной вдоль их продольной оси. Для подмагничивания пластинки в продольном направлении на ленточную линию должен быть надет электромагнит, дающий в области ферритового образца магнитное поле порядка 200—800 *э*. Так как ферритовые пластинки в ленточных линиях значительно меньше по размерам, чем в обычных волноводах, то электромагнит может быть весьма миниатюрным и для его питания потребуется небольшой ток. Меняя величину тока электромагнита, т. е. меняя подмагничивание феррита, можно получить различную величину ослабления электромагнитной волны. Такие ослабители почти безынерционны. Их применяют, например, для стабилизации выходной мощности генераторов СВЧ в полосе частот. Если же необходим постоянный ферритовый ослабитель, то вместо электромагнита может быть применен постоянный магнит.

Если на электромагнит ферритового ослабителя подавать переменный ток сравнительно низкой частоты (до 10 *Мгц*), то высокочастотный сигнал, проходящий по ленточной линии и ферриту, будет модулироваться по амплитуде и фазе. Так, ферритовый аттенюатор может выполнять роль модулятора.

Невзаимные явления в ленточной линии с ферритом, например разное ослабление при прохождении электромагнитной волны в прямом и обратном направлении, можно наблюдать, если поместить ферритовую пластинку на краю центрального проводника параллельно ее продольной оси и осуществить ее подмагничивание.

9. ИЗГОТОВЛЕНИЕ СХЕМ НА ЛЕНТОЧНЫХ ЛИНИЯХ

Диэлектрики, клеи и металлы. Наиболее подходящими диэлектриками для изготовления полосковых узлов и деталей являются полистирол, полиэтилен, фторопласт, плексиглас, а также стекловолокно, пропитанное фторо-

пластом. Они имеют $\varepsilon=2,2 \div 3$ и очень малые потери на сверхвысоких частотах (кроме последних двух). Основные свойства этих диэлектриков приведены в табл. 4 (стр. 58)

В радиолюбительской практике лучшим диэлектриком является полистирол, так как куски его легко склеиваются друг с другом и с металлами (в последнем случае — с помощью клеев типа БФ). Для склейки полистироловых кусков можно использовать полистироловый клей, который получается растворением полистироловой стружки в дихлорэтане.

Полиэтилен (политен) легко получается в виде тонких листов, толщина которых может быть выдержана с высокой точностью. Он гибок и достаточно прочен, что делает его также пригодным для использования в технике ленточных линий. Однако, как и полистирол, он недостаточно температуростоек (размягчается при температуре порядка 80° С).

Фторопласт не изменяет своих свойств при нагреве до 350° С, но он очень дорог и плохо склеивается с металлами.

Плексиглас (органическое стекло) можно применять для коротких по длине линий, а также для линий с опорным диэлектрическим листом, так как на высоких частотах он обладает бо́льшими потерями, чем полистирол и фторопласт (см. табл. 4). Склеивается плексиглас полистироловым клеем или чистым дихлорэтаном.

Из металлов для радиолюбителей наиболее подходящим материалом является медная фольга толщиной 0,05—0,15 *мм*, приклеиваемая к листам диэлектрика клеями типа БФ.

При изготовлении любых полосковых узлов и деталей необходимо выполнять некоторые простые правила. В противном случае трудно рассчитывать на удовлетворительную работу тех или иных устройств.

Необходимо прежде всего обратить внимание на плотность прилегания металлических плоскостей к диэлектрику. При приклеивании надо стараться не допускать пузырьков воздуха. При нанесении пленки металла на диэлектрик путем наращивания металлическая поверхность копирует все шероховатости диэлектрика. Высокочастотные потери при этом резко возрастают. Поэтому наращивать металлические проводники следует только в том случае, если поверхность диэлектрического листа весьма гладкая.

Особенно тщательно надо следить за прилеганием центрального металлического проводника к диэлектрику в симметричных линиях. Лучше всего центральный проводник наносить или приклеивать на два листа диэлектрика, а потом складывать их так, чтобы оба центральных проводника соприкасались друг с другом. Контакт между ними здесь уже не важен. Диэлектрические листы после такого складывания могут быть скреплены заклепками, проходящими через заземленные пластины вне центрального проводника.

Техника печатания радиотехнических схем в промышленных условиях до последнего времени развивалась в направлении автоматизации и удешевления массового производства узлов и приборов, работающих на частотах ниже нескольких десятков мегагерц. Часть из этих технологических процессов и методов может быть перенесена на изготовление сверхвысокочастотной аппаратуры на ленточных линиях.

Травление фольгированного диэлектрика. Изготовление СВЧ схемы на ленточной линии начинается с тщательного вычерчивания тушью на листе ватмана с увеличением в 15—20 раз формы центрального проводника. В низкочастотных схемах берут увеличение только в 2—5 раз, так как там не требуется большая точность воспроизведения рисунка схемы, а для применения в СВЧ диапазоне иногда требуется изготовить центральный проводник с точностью $\pm 0{,}02$ *мм*.

Затем рисунок схемы на ватмане фотографируется с уменьшением в 15—20 раз. В результате получается фотопленка, имеющая светлые участки там, где должен быть центральный проводник ленточной линии в натуральную величину. Эта пленка плотно прикладывается к листу диэлектрика, покрытому с двух сторон тонким слоем меди. Медный слой либо наращивается гальваническим способом, либо представляет собой медную фольгу толщиной менее 0,05 *мм*, приклеенную к диэлектрику.

На слой меди с той стороны, где должен быть центральный проводник полоскового узла или схемы, нанесен слой светочувствительной краски, которая становится нерастворимой в воде под действием интенсивного света. После экспозиции смывают теплой водой краску с тех мест, которые не были освещены. Оставшуюся краску, прикрывающую будущий центральный проводник, закрепляют путем припудривания специальным порошком, содержащим кани-

фоль. После оплавления порошка весь узел помещают в раствор хлорного железа, где происходит вытравливание не защищенного краской слоя меди. С обратной стороны диэлектрика заземленная пластина не вытравливается, так как ее предварительно покрывают кислотоупорным лаком.

Если печатным способом изготовляются отдельные узлы схемы, например кольцевые распределители, то обычно за один прием обрабатывают не один, а пять — десять узлов. Для этого ватман фотографируют не один раз, а, скажем, пять. Затем к листу фольгированного диэлектрика прикладывают негативное изображение не одного распределителя, а сразу пяти. Другими словами, за один цикл обработки изготовляют пять совершенно идентичных узлов.

Кроме фотографического метода нанесения рисунка сверхвысокочастотной схемы на покрытый медью диэлектрик, находят применение и другие способы: типографский и метод шелкографии. Первый заключается в том, что изображение центральных проводников ленточных линий печатается на омедненном диэлектрике с выпуклого клише подобно тому, как в книгах и журналах печатаются штриховые рисунки.

Метод шелкографии. На шелковую, капроновую или нейлоновую ткань, натянутую на рамку, наносится светочувствительный слой. На него, как в фотоувеличителе, проектируется позитивное изображение центрального проводника полосковой схемы. В засвеченных местах светочувствительный слой задубится и станет нерастворимым в воде.

После смывания светочувствительной пленки, не подвергшейся действию света, получим шелковый трафарет, который будет пропускать краску только в тех местах, где должны быть проводники ленточных линий. Рамку с шелковым негативом укрепляют над листом фольгированного диэлектрика, и через шелк в местах, не защищенных светочувствительным слоем, выдавливают через ткань кислотоупорную краску. Последняя покрывает и защищает от вытравливания будущие центральные проводники ленточных линий СВЧ схемы.

Конечно, точность двух последних способов нанесения изображения на фольгированный диэлектрик значительно меньше, чем в случае фотоспособа, однако в ряде случаев и они находят применение.

Метод гальванического осаждения (метод проводящей краски). Предварительно на одну сторону диэлектрического листа путем электролитического осаждения меди наносится слой меди. Далее на другой стороне листа через затянутый шелковой сеткой трафарет методом шелкографии наносится серебряной проводящей краской рисунок схемы. После высыхания краски на покрытые ею места осаждается электролитически небольшой слой меди.

Для изготовления элементов симметричных линий центральный проводник описанным выше способом наносится на двух диэлектрических листах, являющихся зеркальным изображением один другого. Последние затем складываются вместе заземленными плоскостями наружу, склепываются или склеиваются.

В любительских условиях печатные схемы сантиметрового и дециметрового диапазонов также могут быть изготовлены. Здесь ряд полезных советов можно почерпнуть в книге Бортновского Г. А. «Печатные схемы в радиолюбительских конструкциях».

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В развитии любой отрасли техники можно отметить одно общее явление. Появляются новые приборы и методы производства, которые заменяют старые в тех применениях, где последние уже исчерпали свои возможности и стали тормозом дальнейшего продвижения вперед. Однако редко случается так, что новые принципы, приборы и технология полностью вытесняют старые. Например, появились полупроводниковые диоды и транзисторы, способные с большой выгодой заменить обычные вакуумные лампы во многих, но не во всех случаях. Так, в телевизорах все лампы могут быть заменены полупроводниковыми приборами, кроме кинескопов. Но вакуумная техника также развивается. В результате и полупроводники и электронные лампы имеют свои области применения, а в большинстве областей взаимно дополняют друг друга. От этого возможности прогресса в развитии радиоэлектроники резко увеличиваются.

Подобное положение имеет место и в линиях передачи СВЧ, где волноводы, коаксиальные и ленточные линии взаимно дополняют друг друга, позволяя использовать каждую из них в тех случаях, где преимущества того или

ного вида линий бесспорны, а недостатки несущественны. Так, например, полые круглые волноводы находятся пока что вне конкуренции при применении для многоканальных волноводных линий связи. Прямоугольные волноводы в мощных радиолокационных передающих устройствах сантиметрового диапазона волн имеют неоспоримые преимущества перед коаксиальными и ленточными линиями. Наоборот, последние в массовом производстве приемных СВЧ устройств более выгодны, чем коаксиальные линии и волноводы.

В настоящее время все более широко применяются не только отдельные узлы и детали на ленточных линиях. Находят практическое применение некоторые типы радиолокационных и других приемников сантиметровых волн, в которых все без исключения высокочастотные цепи собраны на полосковых элементах. При этом достигнуто существенное снижение веса, габаритов, стоимости и времени изготовления. Поэтому особенно большое значение техника печатания схем СВЧ диапазона имеет для производства радиоустройств, устанавливаемых на летательных аппаратах.

Каковы же перспективы развития схем на ленточных линиях? Это прежде всего дальнейшее уменьшение габаритов. Чем выше диэлектрическая проницаемость материала, на котором печатается схема, тем меньше ее габариты, причем сокращение размеров в первом приближении пропорционально квадратному корню из величины диэлектрической проницаемости. Поэтому химики работают над новыми синтетическими диэлектриками, удобными в производстве и обработке, обладающими малыми потерями на СВЧ и имеющими значительно бóльшую диэлектрическую проницаемость по сравнению с известными пока диэлектриками. Это один из примеров того, как в наше время бурного прогресса науки и техники развитие разнородных отраслей знаний и производства тесно связано между собой, и успехи в каждой из них дают толчок к дальнейшим успехам в других.

ЛИТЕРАТУРА

Жеребцов И. П., Введение в радиотехнику дециметровых и сантиметровых волн, Госэнергоиздат, 1953.

Казначеев Ю. И., Широкополосная дальняя связь по волноводам, Изд АН СССР, Научно-популярная серия, 1959.

Хайкин С. Э, Электромагнитные колебания и волны, Госэнергоиздат, 1959.

Лебедев И В., Техника и приборы сверхвысоких частот, ч. 1 и 2, изд МЭИ, 1955 и 1956

Марков И П, Линии передачи, Воениздат, 1958

Печатные схемы сантиметрового диапазона, под ред В И. Сушкевича, Изд-во иностранной литературы, 1956

Полосковые системы сверхвысоких частот, под ред В. И. Сушкевича, Изд-во иностранной литературы, 1959

Бортновский Г А, Печатные схемы в радиолюбительских конструкциях, Госэнергоиздат, 1959.

Цена 2 р. 20 к.

С 1 января 1961 г. цена 22 коп.

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

ВЫШЛИ ИЗ ПЕЧАТИ СЛЕДУЮЩИЕ ВЫПУСКИ:

С. Э. Хайкин, **Словарь радиолюбителя** (издание второе, переработанное и дополненное), 608 стр., тираж 100 000 экз., ц. в переплете 21 р. 40 к., вып. 355.

Е. А. Левитин, **Электронные лампы,** 134 стр, тираж 150 000 экз., ц. 3 р. 05 к., вып. 368.

Схемы сетевых радиолюбительских приемников, 208 стр., тираж 80 000 экз., ц. 4 р. 55 к., вып. 369.

В. И. Хомич, **Приемные ферритовые антенны,** 64 стр., тираж 60 000 экз., ц. 1 р. 40 к., вып. 370.

В. Ю. Большов, **Экономичный приемник на транзисторах,** 32 стр., тираж 110 000 экз., ц. 75 коп., вып. 371.

С. К. Сотников, **Сверхдальний прием телевидения,** 94 стр., тираж 100 000 экз., ц. 2 р. 20 к., вып. 372.

В. Г. Лугвин, **Радиолюбительские конструкции транзисторных приемников,** 80 стр., тираж 100 000 экз., ц. 1 р. 85 к., вып. 373.

Л. И. Куприянович, **Карманные радиостанции** (издание второе, переработанное), 48 стр. тираж 75 000 экз., ц. 1 р. 10 к., вып. 374.

Б. З. Михлин, **Высокочастотные емкостные и индуктивные датчики,** 72 стр., тираж 45 000 экз., ц. 1 р. 60 к., вып. 375.

Е. А. Детков, **Простой любительский магнитофон,** 24 стр., тираж 100 000 экз., ц. 50 коп., вып. 376.

Г. П. Самойлов, **Ремонт развертывающих устройств телевизоров,** 104 стр., тираж 100 000 экз., ц. 2 р. 30 к., вып. 377.

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ заказов на книги не принимает и книг не высылает. Книги, выходящие массовым тиражом, высылают наложенным платежом без задатка отделения «Книга-почтой».

Заказы можно направлять: **г. Москва, В-218, 5-я Черемушкинская, 14. Книжный магазин № 93 «Книга-почтой».**

Рекомендуем заказывать литературу только по плану текущего года. Книги Массовой радиобиблиотеки расходятся очень быстро, и поэтому выпуски прошлых лет давно уже все распроданы

Высылку книг наложенным платежом производит также **магазин Технической книги № 8 «Книга-почтой» — Москва, Петровка, 15.**